

65.90/II d

Technische Grundlagen
für
Übermittlungsgerätemechaniker

Band II

Gültig ab 1. Januar 1977

K. Schaltungstechnik

I. Gleichrichterschaltungen

1. Einführung

Die Technik kennt verschiedene Gleichrichterarten. Die Netzgleichrichter haben die Aufgabe, aus dem Starkstromnetz Gleichspannungen und Gleichströme zu erzeugen. Die Messtechnik benutzt Messgleichrichter zur Messung von Wechselströmen und Wechselspannungen. Im Empfänger übernehmen Gleichrichter die Demodulation der empfangenen Signale. Die meisten Gleichrichterschaltungen arbeiten mit Vakuumdioden, mit Ionenröhren oder mit Halbleiterdioden. Die gleichgerichteten Wechselspannungen werden meistens noch gesiebt, um eine möglichst reine Gleichspannung zu erhalten. Wir werden uns im vorliegenden Abschnitt ausschliesslich mit den verschiedenen Arten von Gleichrichterschaltungen und den dazugehörigen Siebgliedern befassen. Messgleichrichter und Demodulatoren werden in später folgenden Lektionen behandelt.

2. Was wissen Sie schon über Netzgleichrichter? (Lösung Seite 455)

- Was ist ein Einweggleichrichter?
- Welchen Vorteil bietet der Doppelweggleichrichter?
- Wieviele Dioden benötigt die Graetzgleichrichterschaltung?
- Welches ist der Vorteil der Graetzschaltung?
- Sagt Ihnen der Ausdruck «Delonschaltung» etwas?
- Aus welchen Bauelementen ist eine Siebkette aufgebaut?

3. Netzgleichrichter

a. Definition

Der Netzgleichrichter ist eine Einrichtung, die aus dem Wechselstromnetz eine bestimmte Gleichstromleistung aufbereitet.

b. Funktionsprinzip

ba. Der Einweggleichrichter

Der Einweggleichrichter nutzt nur eine Halbwelle der Netzwechselspannung aus. Bild 102 zeigt die Schaltung mit einer Halbleiterdiode und einer Röhrendiode.

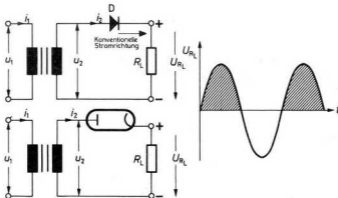


Bild 102

Während der positiven Halbwelle der Sekundärspannung u_2 fließt über die Diode D und den Belastungswiderstand R_L ein Strom, der am Widerstand R_L die pulsierende Gleichspannung U_{RL} erzeugt. Der Pluspol der gewonnenen Gleichspannung liegt immer an der Katode, da der Elektronenstrom von der Katode zur Anode fließt. Der Pfeil im Symbol der Halbleiterdiode gibt die konventionelle Stromrichtung an.

Die Gleichspannung des Einweggleichrichters weist eine grosse **Welligkeit** auf. Unter Welligkeit versteht man das Verhältnis des Effektivwertes aller Oberwellen der gleichgerichteten Spannung zum Mittelwert der Gleichspannung. Eine Gleichspannung mit grosser Welligkeit ist nur beschränkt brauchbar; sie muss in den meisten Fällen mit RC- oder RL-Gliedern geglättet werden.

Da nur eine Halbwelle der Wechselspannung verwendet wird, ist der Einweggleichrichter meistens in Geräten mit geringem Leistungsbedarf anzutreffen. Oft wird er in sogenannten Allstromgeräten verwendet. Allstromgeräte sind Apparate, die sowohl am Gleichstrom- wie am Wechselstromnetz betrieben werden können.

bb. Der Doppelweggleichrichter

Der Doppelweggleichrichter nutzt beide Halbwellen der Wechselspannung aus. Bild 103 zeigt einen Doppelweggleichrichter mit Halbleiterdioden und mit einer direkt geheizten Röhrendiode.

Die Doppelweggleichrichterschaltung erfordert einen Transformator mit Mittelabgriff. Die beiden Dioden arbeiten im Gegentakt. Die beiden Halbwellen des Sekundärstromes fließen über verschiedene Wicklungshälften des Trafos; sie werden in verschiedenen Gleichrichtern gleichgerichtet und fließen beide in der gleichen Richtung durch den gemeinsamen Verbraucher. Die Welligkeit der re-

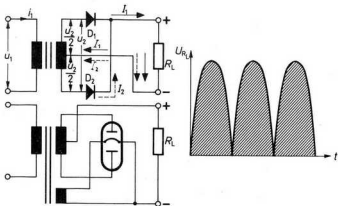


Bild 103

sultierenden Gleichspannung ist geringer als beim Einweggleichrichter, was die Siebung erleichtert.

Der Nachteil der Schaltung besteht in der Notwendigkeit des Mittelabgriffes der Sekundärwicklung des Trafos. Diese Wicklung muss für die doppelte Spannung dimensioniert werden, da die geforderte Gleichspannung immer nur gegenüber dem Mittelabgriff auftritt. Die Doppelweggleichrichterschaltung wird meistens in Geräten verwendet, die eine Elektronenröhre als Gleichrichter aufweisen. Sie ist wirtschaftlicher als die Einweggleichrichterschaltung.

bc. Der Graetzgleichrichter

Der Graetzgleichrichter – oft auch **Brückengleichrichter** genannt – arbeitet mit vier Dioden. Er wird meistens mit Halbleiterdioden bestückt, da der Aufwand an Elektronenröhren zu gross wäre.

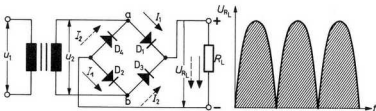


Bild 104

Der Graetzgleichrichter benötigt keinen Mittelabgriff. Wo keine Trennung zwischen Netz und Gleichspannung erforderlich ist und keine Spannungsumsetzung verlangt wird, kann der Gleichrichter ohne Transformator direkt an das Netz angeschlossen werden. Zur Gleichrichtung jeder Halbwelle ist immer ein Diodenpaar notwendig. Liegt am Anschluss a in Bild 104 die positive Halbwelle, so fließt der Strom über die Diode D_1 durch den Lastenwiderstand R_L und über die Diode D_2 zurück zur Wechselspannungsquelle. Wenn am Punkt a nun die negative Halbwelle erscheint, so fließt vom Punkt b – der gegenüber dem Punkt a ein positives Potential aufweist – der Strom durch die Diode D_3 in gleicher Richtung wie bei der positiven Halbwelle über den Lastwiderstand R_L und durch die Diode D_4 zurück zur Wechselspannungsquelle. Es werden demzufolge auch beide Halbwellen gleichgerichtet. Die pulsierende Gleichspannung zeigt dieselbe Kurvenform wie bei der Doppelweggleichrichtung. Der Graetzgleichrichter ist die wirtschaftlichste Form einer Gleichrichterschaltung. Er wird deshalb in vielen Geräten verwendet und hat eine weite Verbreitung gefunden.

bd. Spannungsverdopplerschaltungen

Einfache Spannungsverdopplerschaltungen erlauben die Erzeugung einer Gleichspannung von angenähert dem doppelten Spitzenwert der Wechselspannung. Wir unterscheiden zwischen zwei Grundsaltungen: Der **Delon- und Villardschaltung**.

Die Funktionsweise der **Delon- oder doppelten Einwegschaltung** lässt sich anhand von Bild 105 folgendermassen erklären:

Liegt am Punkt a die positive Halbwelle, so leitet die Diode D_1 , der Kondensator C_1 wird aufgeladen. Wenn an a die negative Halbwelle auftritt, so öffnet D_2 und C_2 wird aufgeladen. Der Verbraucher R_L liegt über der Serieschaltung von C_1 und C_2 , es tritt an ihm deshalb die Summe der Spannungen über C_1 und C_2 auf.

Bei hochohmiger Belastung durch R_L wird die Entladezeitkonstante so gross, dass sich die beiden Kondensatoren praktisch auf den Spitzenwert der Wechselspannung aufladen. Über R_L tritt dann eine Gleichspannung auf, deren Wert dem Spitze-Spitze-Wert der Wechselspannung entspricht.

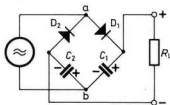


Bild 105

Bild 106 erläutert die Funktionsweise der Villard- oder einstufigen Kaskadenschaltung.

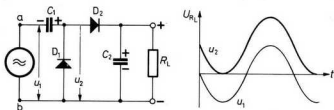


Bild 106

Solange die negative Halbwelle an a liegt, leitet die Diode D_1 , was zur Folge hat, dass der Kondensator C_1 aufgeladen wird. Während der positiven Halbwelle öffnet D_2 , während D_1 gesperrt bleibt. Der Kondensator C_2 wird über D_2 aufgeladen. Da die Spannung an C_1 zur angelegten Wechselspannung mit der eingezeichneten Polarität in Serie liegt, wird C_2 mit der doppelten Spannung aufgeladen. Wie bei der Delonschaltung tritt auch bei der Villardschaltung bei hochohmiger Belastung durch R_L an diesem eine Gleichspannung auf, die dem Spitze-Spitze-Wert der angelegten Wechselspannung entspricht.

be. Siebglieder

Die ungesiebte Gleichspannung am Ausgang der verschiedenen Gleichrichterschaltungen ist zur Speisung von elektronischen Geräten infolge ihrer grossen Welligkeit ungeeignet. Die **Siebketten** hat den Zweck, die Spannung zu glätten.

bea. Belastung mit Kondensator und Widerstand

Die einfachste Art der Siebung zeigt Bild 107

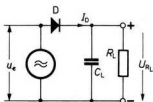


Bild 107

Parallel zum Gleichrichter Ausgang liegt der Kondensator C_L . Dieser lädt sich während der positiven Halbwelle, wenn man von den Verlusten im Gleichrichter absieht, auf den Scheitelwert der Eingangswchselspannung auf. Während den negativen Halbwellen bleibt die Diode gesperrt, der Kondensator entlädt sich über den Belastungswiderstand R_L . Die Ladung die er dabei verliert, wird während der nächsten positiven Halbwelle wieder ergänzt. Durch den Gleichrichter fliesst nur dann ein Strom, wenn die Anode positiver wird als die Spannung am Kondensator. Da dieser Zustand nur während kurzer Zeit auftritt, fliessen durch die Diode impulsförmige, kräftige Kondensatorladeströme. Bild 108 zeigt den Zusammenhang zwischen Wechselspannung, Gleichspannung am Kondensator und Diodenstrom.

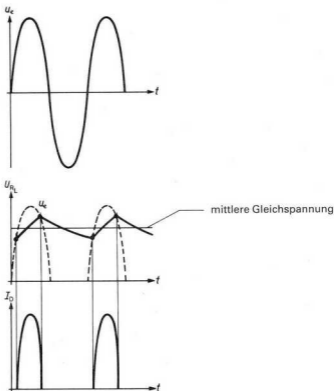


Bild 108

Je grösser die Zeitkonstante $R_L \cdot C_L$ gewählt wird, desto geringer wird die Welligkeit, da sich der Kondensator während der Sperrphase nur wenig entladen kann. Bei grosser Stromentnahme, das heisst bei kleinem R_L , sinkt die mittlere Gleichspannung, da sich der Kondensator während der Sperrphase stark entlädt. Als Folge dieser ausgeprägten Entladung steigt die Welligkeit der Spannung. Eine **Siebung mit einem Kondensator** kommt deshalb nur für Geräte mit einer geringen Stromaufnahme in Frage.

Die Grösse der am Ladekondensator auftretenden **Welligkeitsspannung**, bei 50 Hz, das heisst der Wechselspannungsanteil, lässt sich mit einer Näherungsformel leicht errechnen:

– Einweggleichrichter

$$U_W \approx \frac{5 \cdot I}{C_L} \text{ V, } \frac{\text{mA}}{\mu\text{F}}$$

– Doppelweg- oder
Brückengleichrichter

$$U_W \approx \frac{2I}{C_L} \text{ V, } \frac{\text{mA}}{\mu\text{F}}$$

U_W = Welligkeitsspannung (Effektivwert)

I = entnommener mittlerer Gleichstrom

C_L = Ladekondensator

beb. Belastung mit Glättungsdrossel

Die kräftigen Stromspitzen in den Dioden, die bei Gleichrichtern mit Kondensatoreingang auftreten, lassen sich durch Serieschalten einer Drossel herabsetzen. Die Drossel hat das Bestreben, den Strom zu glätten, sie setzt jeder Stromänderung einen Widerstand entgegen. Wenn es gelingen würde, eine Drossel mit unendlich hoher Induktivität zu bauen, so würde man mit dieser idealen Glättungsdrossel eine vollständige Unterdrückung des Wechselstromanteiles erreichen. Eine Gleichrichterschaltung mit Ladedrossel ist in Bild 109 dargestellt.

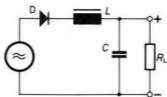


Bild 109

Gleichrichter mit Drosseleingang weisen zudem eine geringere Belastungsabhängigkeit der Gleichspannung auf. Die Siebkette bildet mit der Drossel und dem **Siebkondensator** einen Spannungsteiler für den Wechselspannungsanteil. Je grösser L und C gewählt werden, desto grösser wird das Spannungsteilerverhältnis. Ein grosses Spannungsteilerverhältnis bedeutet kleine Brummspannung am Ausgang der Siebkette.

Die notwendige Induktivität der Siebdrossel kann mit einer Faustformel bestimmt werden:

$$L = \frac{U}{I_{\min}} \text{ H, } \frac{\text{V}}{\text{mA}}$$

L = Induktivität der Drossel in Henry

U = Gleichspannung in Volt

I_{\min} = kleinster vorkommender Betriebsstrom in mA

Die abgegebene Gleichspannung ist für eine Siebkette mit Drosseleingang kleiner als für eine solche mit Kondensatoreingang, dafür ist die entnommene Gleichspannung weniger belastungsabhängig.

bec. Gleichrichter mit Ladekondensator und L-C-Siebkette

Die **Brummspannung** am Ladekondensator ist meistens zu hoch, sie muss in der nachfolgenden Siebkette herabgesetzt werden. Für Geräte mit kleinem Stromverbrauch genügt eine Siebkette aus einem RC-Glied. Ein Netzgerät mit RC-Siebung zeigt Bild 110.

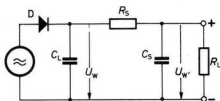


Bild 110

Der Siebwiderstand R_S bildet zusammen mit dem Siebkondensator C_S einen Spannungsteiler. Die am **Ladekondensator** C_L entstehende Welligkeitsspannung (Brummspannung) wird im Wechselspannungsteiler R_S-C_S auf den zulässigen Wert U_w' herabgesetzt. Der Siebwiderstand erhöht den Innenwiderstand des Netzgerätes und dessen Belastungsabhängigkeit. Diese Schaltung wird deshalb nur für Geräte mit geringer Leistungsaufnahme verwendet.

bed. Gleichrichter mit Ladekondensator und L-C-Siebketten

Für Geräte mit höherem Stromkonsum wird der Widerstand der Siebkette durch eine Induktivität nach Bild 111 ersetzt.

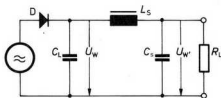


Bild 111

Die Siebdrossel L_s soll einen kleinen Gleichstromwiderstand aufweisen, damit eine möglichst kleine Gleichspannung an ihr abfällt. Dank der Drossel wird das Netzgerät belastungsunabhängiger. Siebdrosseln weisen einen Luftspalt auf, damit sie erst bei einem grösseren Strom in die Sättigung kommen und dadurch der Einfluss auf die Induktivität durch die Sättigung später eintritt.

bee. Dimensionierung von Siebketten

Die Wirksamkeit einer Siebkette wird durch den **Siebfaktor s** ausgedrückt. Er entspricht dem Quotienten aus Brummspannung am Eingang der Kette zur Brummspannung an deren Ausgang.

$$s = \frac{U_W}{U_{W'}} \quad \begin{array}{l} U_W = \text{Welligkeitsspannung am Eingang der Siebkette} \\ U_{W'} = \text{Welligkeitsspannung am Ausgang der Siebkette} \end{array}$$

Zur Berechnung der Siebschaltung nach Bild 112 werden zwei zulässige Vereinfachungen angenommen. Man setzt voraus, dass R_L für die Brummspannung bedeutend grösser sei als der Blindwiderstand von C_s , zudem werden die Verluste der Siebdrossel vernachlässigt.

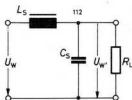


Bild 112

Unter diesen Voraussetzungen ergibt sich der Siebfaktor aus dem Verhältnis der Summe des Gesamtblindwiderstandes verursacht durch L_s und C_s zum Blindwiderstand von C_s .

$$s = \frac{X_{L_s} - X_{C_s}}{X_{C_s}} \quad \text{(Das Minuszeichen steht wegen der Phasenverschiebung zwischen } U_L \text{ und } U_C)$$

$$s = \frac{X_{L_s}}{X_{C_s}} - 1$$

$$s = \omega^2 L_s C_s \quad \text{für } \frac{X_{L_s}}{X_{C_s}} \gg 1$$

4. Beispiele

a) Tabelle 3 hält die Näherungsformeln fest, die zur überschlagsmässigen Berechnung von Gleichrichtern notwendig sind. Diese Formeln sollen nicht auswendig gelernt werden. Der Praktiker muss die Zusammenhänge kennen, und er muss wissen, wo er die notwendigen Berechnungsunterlagen findet.

	Einweg	Doppelweg	Brücke
Brummspannung U_w V	$5 \frac{I}{C_L} \frac{\text{mA}}{\mu\text{F}}$	$2 \frac{I}{C_L} \frac{\text{mA}}{\mu\text{F}}$	$2 \frac{I}{C_L} \frac{\text{mA}}{\mu\text{F}}$
Frequenz der Brummspannung	f Netz	$2f$ Netz	$2f$ Netz
Max. Sperrspannung am Gleichrichter	$2\sqrt{2} U_{\text{sek}}$	$\sqrt{2} U_{\text{sek}}$	$\sqrt{2} U_{\text{sek}}$
Siebfaktor s RC-Siebung	$s = \omega R_s C_s$		
Siebfaktor s LC-Siebung	$s = \omega^2 L_s C_s$		

Tabelle 3

C_L = Ladekondensator, I = entnommener Gleichstrom, f Netz = Frequenz der Netzspannung, U_{sek} = Sekundärspannung des Netztrafos, L_s = Siebdrossel, C_s = Siebkondensator, R_s = Siebwiderstand.

b) Der Gleichrichter nach Bild 113 dient der Speisung eines Niederfrequenzverstärkers. Die geforderte Anodenspannung beträgt 250 V. Der Verstärker benötigt eine Gleichstromleistung von 40 W. Der Ladekondensator C_L und der

Siebkondensator C_S werden aus der Kondensatornormenreihe zu je $32\mu\text{F}$ gewählt. Die Welligkeit darf 5‰ betragen. Der Wert der Siebdrossel L_S ist zu bestimmen.

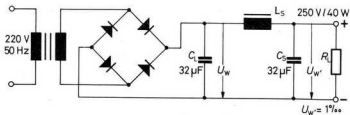


Bild 113

Vorgehen:

1. Schritt: Berechnen des Belastungsstromes

- Grundformel anschreiben $I = \frac{P}{U} \frac{\text{VA}}{\text{V}} = \text{A}$
- Zahlenwerte einsetzen und ausrechnen $I = \frac{40}{250}$
- $I = 160 \text{ mA}$

2. Schritt: Berechnen der Brummspannung am Ladekondensator

- Grundformel anschreiben $U_w = 2 \cdot \frac{I}{C_L} \text{ V, } \frac{\text{mA}}{\mu\text{F}}$
- Zahlenwerte einsetzen und ausrechnen $U_w = \frac{2 \cdot 160}{32}$
- $U_w = 10 \text{ V}$

3. Schritt: Bestimmen des Siebfaktors

- U_w berechnen $U_w = U \cdot 10^{-3}$
- $U_w = 250 \cdot 10^{-3}$
- $U_w = 0,25 \text{ V}$
- Grundformel für Siebfaktor anschreiben $s = \frac{U_w}{U_w'}$
- Zahlenwerte einsetzen und ausrechnen $s = \frac{10}{0,25} = 40$

4. Schritt: Bestimmung von L_s

- Grundformel für den Siebfaktor anschreiben $s = \omega^2 L_s C_s - 1$
- L_s isolieren $L_s = \frac{s+1}{\omega^2 C_s} [L] = \frac{s^2 V}{A_s} = \frac{Vs}{A}$
- Zahlenwerte eintragen und ausrechnen $L_s = \frac{40+1}{(2 \cdot \pi \cdot 100)^2 \cdot 32 \cdot 10^{-6}}$
 $L_s = 3,24 H$

5. Das Wesentliche

Die Einweggleichrichterschaltung arbeitet nur mit einer Diode. Sie nützt nur eine Halbwelle aus, weshalb die gewonnene Gleichspannung eine grosse Welligkeit aufweist. Einweggleichrichter haben einen schlechten Wirkungsgrad. Sie werden deshalb nur in Geräten mit geringer Leistung oder in Allstromgeräten eingesetzt.

Die Doppelweggleichrichterschaltung nützt beide Halbwellen aus. Sie erfordert einen Trafo mit sekundärseitigem Mittelabgriff und zwei Dioden. Die Welligkeit der Gleichspannung ist geringer und der Wirkungsgrad grösser als bei der Einweggleichrichterschaltung.

Graetz- oder Brückengleichrichter arbeiten mit vier Dioden. Sie erfordern keinen Mittelabgriff des Trafos und können deshalb direkt am Netz betrieben werden. Welligkeit und Wirkungsgrad entsprechen der Doppelweggleichrichterschaltung.

Spannungsverdopplerschaltungen ergeben annähernd die doppelte Gleichspannung wie ein gewöhnlicher Gleichrichter. Mit der Delonschaltung werden zwei Kondensatoren über zwei Dioden im Wechsel aufgeladen. Diese Kondensatoren sind in Serie geschaltet, so dass über dieser Serieschaltung die doppelte Spannung abgenommen werden kann. Die Villard-Schaltung arbeitet als Einwegspannungsverdoppler. Die Dioden werden über einen Kondensator gespeist, so dass sich die Ladespannung dieses Kondensators im richtigen Moment zur Netzspannung addiert, wodurch eine Spannungsverdoppelung erreicht wird.

Die grosse Welligkeit der gewonnenen Gleichschaltungen erfordert eine entsprechende Siebung. Die Siebkette weist Drosselspulen oder Widerstände als Längsglieder und Kapazitäten als Querglieder auf. Die Siebkette wird so dimensioniert, dass der Wechselspannungsanteil der gleichgerichteten Spannung möglichst unterdrückt wird. Ihre Wirksamkeit wird durch den Siebfaktor ausgedrückt, dieser entspricht dem Verhältnis von Brummspannung am Eingang der Siebkette zur Brummspannung am Ausgang.

Es ist nicht gleichgültig, ob die Siebkette am Eingang eine Kapazität oder eine Drossel aufweist. Siebketten mit Kondensatoreingang lassen in den Gleich-

richtern kurze aber kräftige Stromstösse fließen. Die gewonnene Gleichspannung ist zugleich belastungsabhängig. Wird eine Drossel als Eingangsglied der Siebkette geschaltet, so wird die Strombelastung der Dioden ausgeglichener, gleichzeitig sinkt die Belastungsabhängigkeit der erzeugten Gleichspannung.

6. Repetitionsaufgaben (Lösung Seite 456)

- Nennen Sie zwei Nachteile der Einweggleichrichterschaltung.
- An welcher Elektrode der Gleichrichterdiode entsteht die Plusspannung der gewonnenen Gleichspannung?
- Zeichnen Sie einen Doppelweggleichrichter mit Halbleiterdioden. Bezeichnen Sie die Stromrichtungen im Gleichrichterkreis.
- Zeichnen Sie einen Graetzgleichrichter und bezeichnen Sie die Stromrichtungen im Gleichrichterkreis.
- Erklären Sie in knappen Worten das Funktionsprinzip der Spannungsverdopplerschaltung nach Delon.
- Kennen Sie noch weitere Spannungsverdopplerschaltungen?
- Nennen Sie zwei Nachteile der Gleichrichterschaltung mit Ladekondensator.
- Welches sind die Vorteile einer Gleichrichterschaltung mit Drosseleingang?
- Definieren Sie den Ausdruck Siebfaktor.
- Wie gross ist die Welligkeit der Schaltung nach Bild 114?

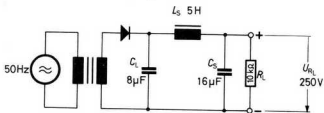


Bild 114

II. RC-Verstärker mit Röhren und Transistoren

1. Einführung

In den meisten Anwendungsfällen hat ein Wechselspannungsverstärker die Aufgabe, eine Wechselspannung möglichst unverzerrt zu verstärken. Verstärker können jedoch auch als Trennstufen eingesetzt werden. In diesem Fall ist die erreichte Verstärkung in der Regel von untergeordneter Bedeutung, seine Hauptaufgabe ist die saubere, elektrische Trennung von zwei Systemen. Oft wird der Verstärker auch zur Impedanzanpassung verwendet. Es geht dabei meistens darum, eine hochohmige Signalquelle – beispielsweise ein Kristallmikrofon – an eine niederohmige Leitung anzupassen. Die Verstärkung solcher Impedanzwandler liegt häufig unter Eins. Wir befassen uns im folgenden Kapitel ausschliesslich mit dem einfachen RC-gekoppelten Wechselspannungsverstärker. Die Anforderungen, die an einen solchen Verstärker gestellt werden, sind vom Verwendungszweck abhängig. Der RC-Verstärker ist überall dort anzutreffen, wo es darum geht, ein kleines Signal zu verstärken. Er eignet sich besonders als Niederfrequenzverstärker in Übermittlungsgeräten, Rundfunkgeräten, Funkstationen und Lautsprecheranlagen. Wird der RC-Verstärker in Messgeräten eingesetzt, so sind die Anforderungen, die an diesen gestellt werden, besonders hoch. Das elektrische Verhalten eines Verstärkers ist bestimmt durch seine Eingangs- und Ausgangsimpedanz, den Frequenzgang, die erreichbare Verstärkung, die Verzerrungsfreiheit und den Abstand zwischen Nutzsignal und Rauschanteil.

RC-Verstärker lassen sich mit Röhren oder Transistoren aufbauen. Die Röhrenverstärker finden in modernen Geräten immer weniger Verwendung, da sich qualitativ gleichwertige Stufen mit Transistoren bedeutend kleiner, leichter und billiger aufbauen lassen. Das Funktionsprinzip des Röhrenverstärkers kann in seinen Hauptmerkmalen auch auf den Transistorverstärker übertragen werden.

2. Was wissen Sie schon über RC-Verstärker? (Lösung Seite 458)

- Was verstehen Sie unter dem Ausdruck «Stufenverstärkung»?
- Sind Verstärker denkbar, die aus mehreren hintereinander geschalteten Stufen bestehen?
- Was sind Verzerrungen?
- Kennen Sie ein Mass für die Verzerrungen?
- Welchen Zweck verfolgt man mit der Gegenkopplung?
- Was verstehen Sie unter dem Ausdruck «obere Grenzfrequenz»?
- Welchen Vorteil bringt die Angabe der Verstärkung in Dezibel?

3. Der RC-Verstärker

a. Definition

Der RC-Verstärker ist ein **Wechselspannungsverstärker**. Er besteht aus einer oder mehreren Transistor- oder Röhrenstufen, die über RC-Glieder miteinander

gekoppelt sind. Ist der Eingangsspannung eine Gleichspannung überlagert, so bleibt diese ohne Einfluss, es wird nur die Wechselspannung verstärkt.

b. Funktionsprinzip des Röhrenverstärkers

Das Funktionsprinzip des Röhrenverstärkers soll anhand des RC-Verstärkers mit einer Triode nach Bild 115 erarbeitet werden.

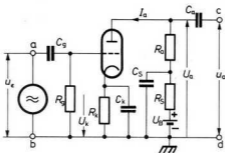


Bild 115

Wir betrachten zunächst nur das **Gleichstromverhalten** der Schaltung. Der Elektronenstrom fließt vom Minuspol der Batterie über den **Katodenwiderstand** R_k durch die Röhre über den **Arbeitswiderstand** R_a und den Siebwiderstand R_s zurück zur Spannungsquelle. Die konventionelle Flussrichtung des Anodenstromes I_a ist derjenigen des Elektronenstromes entgegengesetzt. Der Anodenstrom verursacht über dem Katodenwiderstand R_k den Spannungsabfall U_k . Da das Gitter gleichstrommässig über dem **Gitterableitwiderstand** R_g an Masse liegt, ist die Katode gegenüber dem Gitter um den Betrag U_k positiv vorgespannt, was eine negative Vorspannung des Gitters gegenüber der Katode bewirkt. Die so erzeugte Gittervorspannung ist somit vom Wert des Katodenwiderstandes und vom Anodenstrom abhängig. Die an der Anode wirksame Anodengleichspannung ist um den Spannungsabfall am Arbeitswiderstand R_a und am Siebwiderstand R_s kleiner als die angelegte Batteriespannung U_B . Arbeitswiderstand, Siebwiderstand, Katodenwiderstand und Batteriespannung werden so gewählt, dass die Röhre im geradlinigen Teil der I_a-U_g -Kennlinie arbeitet.

Die Schaltung zeigt folgendes Wechselstromverhalten:

Legt man an die Eingangsklemmen a und b die Wechselspannung u_e , so wird der Anodenstrom durch diese Spannung gesteuert. Der Spitzenwert dieser Steuerspannung muss um 0,5 ... 1V kleiner sein als die am Katodenwiderstand erzeugte Gittervorspannung, da sonst infolge des Anlaufstromes ein Gitterstrom fließen würde. Dies muss vermieden werden, da infolge des Gitterstromes Verzerrungen entstünden.

Bild 116 zeigt die Überlagerung der Steuerspannung auf die Gittervorspannung und die daraus resultierende Steuerung des Anodenstromes.

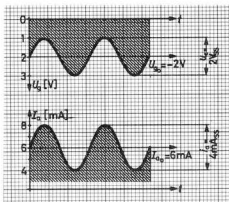


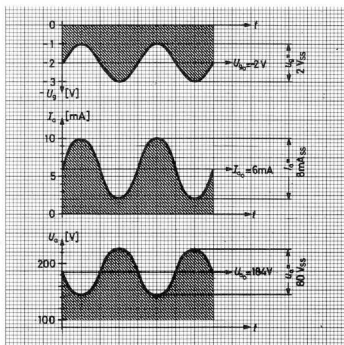
Bild 116

Das Beispiel zeigt, dass Gitterwechselspannung u_e und Anodenwechselstrom i_a miteinander in Phase sind. Die **wirksame Steilheit** der Röhre beträgt in diesem Fall 2 mA/V . Diese wirksame Steilheit – man nennt sie **dynamische Steilheit S_D** – ist immer kleiner als die statische Steilheit S . Der Anodenwechselstrom von 4 mA_{SS} fliesst über den Arbeitswiderstand R_a und erzeugt an diesem einen Wechselspannungsabfall u_a . Beträgt beispielsweise der Arbeitswiderstand $10 \text{ k}\Omega$, so entsteht an ihm eine Wechselspannung von 40 V_{SS} ; die Stufe weist damit eine Stufenverstärkung von 20 auf.

Der Katodenkondensator C_k wird so bemessen, dass er bei der tiefsten zu übertragenden Frequenz einen Wechselstromwiderstand aufweist, dessen Wert nicht grösser ist als 10% des Katodenwiderstandes. Der Anodenwechselstrom fliesst dann praktisch nur durch den Katodenkondensator, was zur Folge hat, dass der Katodenwiderstand wechselstrommässig kurzgeschlossen ist. Würde man den Katodenkondensator weglassen, dann entstünde am Katodenwiderstand ein Wechselspannungsabfall, hervorgerufen durch den Anodenwechselstrom. Diese Katodenwechselspannung u_k steht in **Gegenphase** zur Eingangswechselspannung. Am Steuergitter ist nur noch die Differenz zwischen Steuerspannung u_e und Katodenspannung u_k wirksam, was zu einer Herabsetzung der Stufenverstärkung führt. Dieser Vorgang heisst **Gegenkopplung**. Durch die Gegenkopplung werden die infolge der Nichtlinearität der Stufe erzeugten Verzerrungen herabgesetzt.

In Qualitätsverstärkern wird deshalb oft der Katodenkondensator absichtlich weggelassen. Dabei wird bewusst die kleinere Verstärkung der Stufe in Kauf genommen. Das Siebglied, bestehend aus dem Siebwiderstand R_s und dem

Siebcondensator C_s , ist immer dann notwendig, wenn mehrere Stufen aus der gleichen Spannungsquelle gespeist werden. Es dient der **Entkopplung** der Stufen, indem es verhindert, dass über die Spannungsquelle Reste der Anodenwechselspannung in eine andere Stufe gelangen. Der Gitterableitwiderstand R_g legt das Gitter gleichstrommässig an Masse. Der Gitterkondensator C_g hält Gleichspannungsanteile vom Gitter fern. Der Anodenkondensator C_a verhindert, dass die Anodengleichspannung auf die folgende Stufe gelangt. Beide Kondensatoren sind so bemessen, dass Signale mit der tiefsten zu verstärkenden Frequenz nahezu ohne Abschwächung übertragen werden. Die zu verstärkende Wechselspannung wird im Verstärker in **ihrer Phase um 180° gedreht**. Diese Phasendrehung kommt dadurch zustande, dass die an der Anode wirksame Spannung immer der Differenz von Batteriespannung und Anodenwechselspannung entspricht. Bild 117 zeigt die Zusammenhänge zwischen Gitterwechselspannung, Anodenwechselstrom und Anodenwechselspannung; die Phasendrehung zwischen Eingangsspannung und Ausgangsspannung um 180° kommt dabei deutlich zum Ausdruck.



Die Ausgangswechselspannung ist gegenüber der Eingangswechselspannung um 180° phasenverschoben.

Bild 117

c. Wahl des Arbeitspunktes

Wir unterscheiden in der Schaltungstechnik der Röhren- und Transistorverstärker zwischen verschiedenen Arbeitspunkteinstellungen. Die Bilder 118 bis 121 zeigen anhand von idealisierten Röhrenkennlinien die Lage der verschiedenen Arbeitspunkte.

A-Betrieb Der Arbeitspunkt liegt in der Mitte des geradlinigen Teils der Kennlinie.

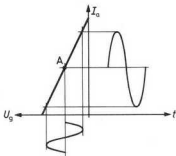


Bild 118

B-Betrieb Der Arbeitspunkt liegt im Kennlinienknick. Wenn kein Eingangssignal am Steuergitter liegt, fließt auch kein Anodenstrom. Es wird nur eine Halbwelle verstärkt. B-Betrieb eignet sich für Niederfrequenzverstärker deshalb nur in **Gegentaktschaltungen**. Der Wirkungsgrad einer Verstärkerstufe im B-Betrieb liegt beträchtlich über demjenigen einer gleichen Stufe im A-Betrieb.

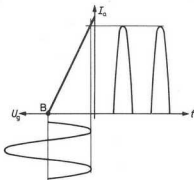


Bild 119

C-Betrieb

Beim C-Betrieb liegt der Arbeitspunkt bei einer Gittervorspannung, die negativer ist als dies zum Sperren des Anodenstromes erforderlich wäre. Dadurch wird nur ein Teil der positiven Halbwelle verstärkt, dadurch treten starke Verzerrungen auf. Diese Betriebsart eignet sich gut zur **Leistungsverstärkung in Hochfrequenzstufen**, da die Verzerrungen im Anodenschwingkreis wieder eliminiert werden. C-Verstärker haben einen hohen Wirkungsgrad. Das Steuersignal wird in der Regel so gross gewählt, dass Gitterstrom auftritt.

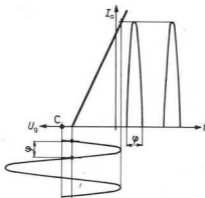


Bild 120

AB-Betrieb

Der Arbeitspunkt beim AB-Betrieb liegt zwischen demjenigen des A- und B-Betriebes. Auch der AB-Betrieb eignet sich für die Niederfrequenzverstärker nur in **Gegentaktschaltungen**. Kleine Signale werden wie im A-Betrieb symmetrisch verstärkt, während grosse Signale ähnlich dem B-Betrieb angesteuert werden. Der AB-Verstärker weist einen Wirkungsgrad auf, der zwischen denjenigen des A- und B-Betriebes liegt.

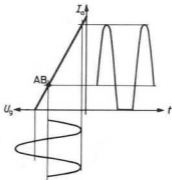


Bild 121

d. Funktionsprinzip des Transistorverstärkers

Der Transistorverstärker arbeitet nach denselben Prinzipien wie der Röhrenverstärker. Der Eingangswiderstand ist jedoch infolge des relativ kleinen Emitter-Basiswiderstandes gering. Seine Werte bewegen sich um einige $k\Omega$ für die aufgezeichnete Schaltung. Bei der Hintereinanderschaltung von Transistorstufen muss der Ausgang der ersten Stufe an den Eingang der folgenden Stufe angepasst werden. Die sauberste Lösung dieses Anpassungsproblems erreicht man mit einem Transformator. Die Transformatorkopplung ist jedoch relativ teuer, so dass man für die meisten Fälle beim RC-Verstärker bleibt und eine Fehlanpassung bewusst in Kauf nimmt. Das Funktionsprinzip eines Transistorverstärkers mit RC-Kopplung soll anhand von Bild 122 erläutert werden.

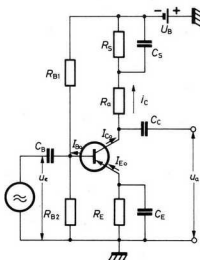


Bild 122

Wie beim Röhrenverstärker betrachten wir zunächst das Gleichstromverhalten der Schaltung. Der Emitterstrom I_E fliesst über den **Emitterwiderstand R_E** in den Transistor. Der dabei entstehende Spannungsabfall am Emitterwiderstand dient zur Temperaturstabilisierung des Arbeitspunktes. Die eigentliche Basisvorspannung wird über dem Spannungsteiler $R_{B1}-R_{B2}$ abgegriffen. Der Spannungsabfall über dem Widerstand R_E wirkt der Basisvorspannung entgegen, da er die Basis gegenüber dem Emitter positiv vorspannt. Die Differenz der beiden Spannungen ergibt die wirksame Basisvorspannung. Steigt nun infolge einer Temperaturzunahme der Emitterstrom des Transistors an, so nimmt auch der Spannungsabfall am Emitterwiderstand zu, womit sich die wirksame Basisvorspannung reduziert, was eine Abnahme des Kollektorstromes verursacht.

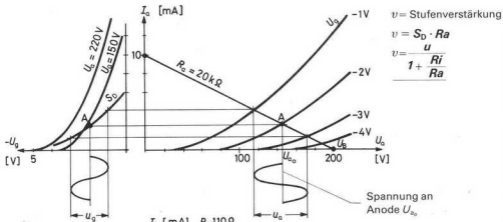
Der Emitterwiderstand wirkt stabilisierend auf den Arbeitspunkt. Der Kollektorstrom erzeugt am Arbeitswiderstand R_a und am Siebwiderstand R_s einen Spannungsabfall. Am Kollektor messen wir die Differenz zwischen der Batteriespannung und den Spannungsabfällen über diesen Widerständen. Im Gegensatz zur Röhrenschaltung fliesst im Eingangskreis ein Strom. Die Emitter-Basisstrecke ist in Durchlassrichtung gepolt, was den Basisstrom I_B zur Folge hat.

Wechselstrommässig verhält sich der Transistorverstärker ähnlich wie der Röhrenverstärker. Das Eingangssignal u_e gelangt über den Kopplungskondensator C_B auf die Basis. **Der Kopplungskondensator hält fremde Gleichspannungen von der Steuerelektrode fern.** Er wird so bemessen, dass er Signale mit der tiefsten zu übertragenden Frequenz möglichst ungeschwächt passieren lässt. Da der Eingangskreis des Transistors relativ niederohmig ist, müssen im Tonfrequenzgebiet grosse Kapazitäten – in der Grössenordnung von Mikrofarad – als Kopplungskondensatoren gewählt werden. Das Signal steuert über die Basis den Kollektorstrom. Dem Kollektorgleichstrom I_{CO} wird der Kollektorwechselstrom i_c überlagert. Dieser erzeugt über dem Arbeitswiderstand R_a einen Wechselspannungsabfall. Das Ausgangssignal wird über den Kopplungskondensator C_c ausgekoppelt und der nächsten Stufe zugeführt. Der Siebwiderstand R_s und der Siebkondensator C_s dienen wie in der Röhrenschaltung der Entkopplung.

e. Darstellung der Verstärkung im Kennlinienfeld

Die Verstärkung lässt sich graphisch in den Röhren- und Transistorkennlinien leicht darstellen und überblicken. Bild 123 zeigt die Bestimmung der Verstärkung einer Stufe mit Hilfe der Kennlinien.

Röhrenverstärker

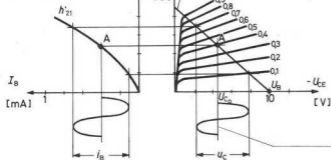


$v =$ Stufenverstärkung

$$v = S_D \cdot R_a$$

$$v = \frac{u}{1 + \frac{R_i}{R_a}}$$

h_{21}
dynamisch



Spannung am Kollektor U_{Co}

$$v_u = \frac{h_{21} \cdot R_a}{h_{11} \cdot R_a \cdot \Delta h}$$

Transistorverstärker

$$\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} = h_{12} \cdot h_{21}$$

$v =$ Spannungsverstärkung

Bild 123

Im I_a-U_a - und I_c-U_{CE} Kennlinienfeld wird die **Widerstandsgerade** eingezeichnet. Sie hat ihren Ursprung auf der U_a - oder U_{CE} -Achse beim Wert der Batteriespannung. Ihre Neigung ist durch den Wert des Arbeitswiderstandes gegeben. Die Projektion der Schnittpunkte der $-U_g$ -Parameter mit der Arbeitsgeraden in das I_a-U_g -Kennlinienfeld der Röhre ergibt die Arbeitssteilheit – dynamische Steilheit genannt – die immer kleiner ist als die statische Steilheit.

Das gleiche Verfahren bei den Transistorkennlinien angewendet, ergibt die dynamische Stromverstärkung.

Die grafische Darstellung der Verstärkung hat den Vorteil, dass Verzerrungen – verursacht durch die nichtlinearen Kennlinien – gut sichtbar werden.

Die Stufenverstärkung kann auch rechnerisch ermittelt werden. Für die Röhrenstufe ist die einfache Berechnungsformel in Bild 123 angegeben. Die Formel für die Transistorstufen ist etwas komplizierter. Beide im Bild 123 angegebenen Formeln erlauben die rechnerische Kontrolle der graphisch ermittelten Werte.

f. Das Dezibelmass

Das Dezibelmass wird in der Elektronik sehr oft verwendet. Das **Dezibel** – abgekürzt **dB** – basiert auf einem Zahlenverhältnis, das in logarithmischem Massstab dargestellt ist.

Das Leistungsverhältnis im dB-Mass

$$x \text{ dB} = 10 \cdot \lg \frac{P_a}{P_e} \quad \begin{array}{l} P_a = \text{Ausgangsleistung} \\ P_e = \text{Eingangsleistung} \end{array}$$

Beispiel:

Die Steuerleistung eines Transistorverstärkers beträgt 0,3 mW. Die erzeugte Ausgangsleistung misst 1,2W. Die Leistungsverstärkung ist im dB-Mass auszudrücken.

$$x \text{ dB} = 10 \cdot \lg \frac{1,2}{0,3 \cdot 10^{-3}}$$

$$\begin{aligned} &= 10 \cdot \lg 4 \cdot 10^3 && \text{Der Zahlenwert 3,602 ist der Logarithmentafel} \\ &= 10 \cdot 3,602 && \text{oder dem Rechenschieber entnommen,} \\ &= \mathbf{36,02 \text{ dB}} && \text{er entspricht dem Zehnerlogarithmus von 4000.} \end{aligned}$$

Die Leistungsverstärkung beträgt 36,02 dB

Das Spannungsverhältnis im dB-Mass

Spannungsverhältnisse dürfen nur im dB-Mass ausgedrückt werden, wenn die Pegel an gleichen Widerständen gemessen wurden.

$$x \text{ dB} = 20 \cdot \lg \frac{U_a}{U_e} \quad \begin{array}{l} U_a = \text{Ausgangsspannung} \\ U_e = \text{Eingangsspannung} \end{array}$$

Beispiel:

Das Signal am 300-Ohm-Eingang eines Antennenverstärkers beträgt $50\mu\text{V}$. Am 300-Ohm-Ausgang des Verstärkers werden $1,2\text{ mV}$ gemessen. Die Spannungsverstärkung des Verstärkers soll in dB ausgedrückt werden.

$$x\text{ dB} = 20 \cdot \lg \frac{1,2 \cdot 10^{-3}}{50 \cdot 10^{-6}}$$

$$= 20 \cdot \lg 24$$

$$= 20 \cdot 1,38$$

$$= 27,60\text{ dB}$$

1,38 aus der Logarithmentafel
oder ab dem Rechenschieber

Die Spannungsverstärkung beträgt 27,60 dB

Das Stromverhältnis im dB-Mass

Stromverhältnisse dürfen nur dann im dB-Mass ausgedrückt werden, wenn sie an **gleichen Widerständen** gemessen werden.

$$x\text{ dB} = 20 \cdot \lg \frac{I_a}{I_e}$$

I_a = Ausgangsstrom

I_e = Eingangsstrom

Beispiel:

Ein Transistorverstärker benötigt an seinem 600-Ohm-Eingang einen Signalstrom von $0,3\text{ mA}$. Im 600-Ohm-Belastungswiderstand am Verstärkerausgang fliesst ein Signalstrom von $0,15\text{ A}$. Die Stromverstärkung ist im dB-Mass darzustellen.

$$x\text{ dB} = 20 \cdot \lg \frac{0,15}{0,3 \cdot 10^{-3}}$$

$$= 20 \cdot \lg 500$$

$$= 20 \cdot 2,699$$

$$= 53,98\text{ dB}$$

Der Zahlenwert 2,699 stammt
aus der Logarithmentafel oder
ab dem Rechenschieber

Die Stromverstärkung beträgt 53,98 dB

Die wichtigsten Spannungsverhältnisse im dB-Mass sollte der Praktiker im Kopf haben. Es handelt sich dabei um folgende Werte:

dB	$\frac{U_a}{U_e}$
3	$1,41\Delta(\sqrt{2})$
6	2,0
20	10,0
40	100,0
60	1000,0

Die graphische Darstellung im dB-Mass bringt den Vorteil, dass grosse Verhältnisse dargestellt werden können, ohne dass dabei das Diagramm zu umfangreich wird.

g. Der Frequenzgang des Verstärkers

Ein RC-Verstärker ist nicht in der Lage, einen unbegrenzten Frequenzumfang zu übertragen. Die Kopplungskapazitäten und die Schalt- und Streukapazitäten begrenzen den **Frequenzgang** des Verstärkers. Bild 124 zeigt das Frequenzverhalten eines RC-Verstärkers. Die Verstärkung ist in Abhängigkeit der Frequenz aufgetragen. Um eine übersichtliche Darstellung zu erzielen, wurde die Verstärkung und die Frequenz im logarithmischen Massstab aufgetragen.

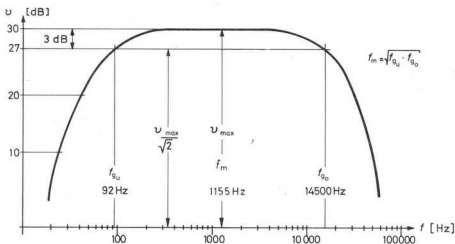


Bild 124

Die Verstärkung eines Gerätes wird für die Frequenzmitte angegeben. Die **Mittelfrequenz** entspricht dem geometrischen Mittel der unteren und der oberen **Grenzfrequenz**. Als Grenzfrequenzen werden diejenigen Frequenzen bezeichnet, bei welchen die Ausgangsspannung um den Faktor $\sqrt{2}$ des Maximalwertes oder des Wertes bei der Mittelfrequenz abgesunken ist. Ein Spannungsverhältnis $1:\sqrt{2}$ entspricht einem Wert von -3 dB , man spricht deshalb in der Praxis oft vom **3 dB-Abfall** und meint damit die Grenzfrequenzen. Jeder Verstärker weist eine untere Grenzfrequenz f_{gu} und eine obere Grenzfrequenz f_{go} auf. Die untere Grenzfrequenz wird durch die Kopplungskondensatoren in den Gitter- und Anodenkreisen des Röhrenverstärkers und in denjenigen der Basis- und Kollektorkreisen des Transistorverstärkers bestimmt. Je tiefer die zu übertragende Frequenz gewählt wird, desto grösser wird der Spannungsabfall über den Kopplungskondensatoren. Kopplungs-Kondensator und Eingangswiderstand bilden einen Spannungsteiler nach Bild 125.

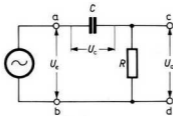


Bild 125

Am Gitter oder an der Basis ist nur noch die Ausgangsspannung U_a wirksam. Da bei dieser Schaltung Signale mit hohen Frequenzen besser passieren als solche mit tiefen, nennt man das Glied **Hochpass**. Bild 126 zeigt den Frequenz- und Phasengang eines Hochpasses.

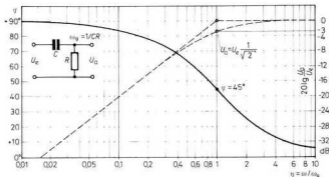


Bild 126

Die Grenzfrequenz liegt beim RC-Hochpass bei der Frequenz, für welche der Blindwiderstand und der Wirkwiderstand des Gliedes gleich gross sind. Die Ausgangsspannung ist um den Faktor $\sqrt{2}$ kleiner als die Eingangsspannung und die Phasenverschiebung zwischen den beiden Spannungen erreicht dabei 45° . Die obere Grenzfrequenz hängt von den Schalt- und Röhrenkapazitäten ab, die parallel zum Eingangs- und Ausgangskreis der Stufe liegen. Die Querkapazität schliesst den Arbeitswiderstand der Röhre bei höheren Frequenzen kurz. Die Summe aller Querkapazitäten, die nach Bild 127 parallel zum Arbeitswiderstand der Röhre liegen, bestimmen den Wert der oberen Grenzfrequenz.

Liegt parallel zum R_a der vorgeschalteten Stufe

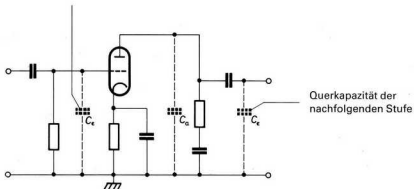


Bild 127.

Ein Ersatzschaltbild zur Bestimmung der oberen Grenzfrequenz ist in Bild 128 aufgezeichnet. Im Widerstand R sind die Ohmschen Komponenten der Schaltung zusammengefasst.

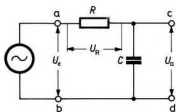


Bild 128

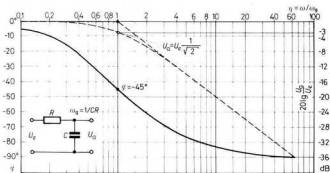


Bild 129

Das Glied lässt Signale mit tiefen Frequenzen passieren und schwächt solche mit hohen ab. Es wird deshalb **Tiefpass** genannt. Auch hier bildet der Widerstand mit der Querkapazität einen Spannungsteiler. Am Gitter der folgenden Stufe ist nur noch die Spannung U_a wirksam. Je grösser die Querkapazität wird, umso günstiger fällt das Spannungsteilverhältnis aus. Bild 129 zeigt den Frequenz- und Phasengang eines Tiefpasses. Die Bedingungen für die Grenzfrequenz sind dieselben wie beim Hochpass.

Dieses Beispiel zeigt uns, dass die obere Grenzfrequenz eines Verstärkers umso höher liegt, je kleiner die Querkapazitäten und die Arbeitswiderstände sind. Beim Transistorverstärker fallen die Querkapazitäten weniger ins Gewicht, da bei der Schaltung mit geerdetem Emitter – Emitterschaltung genannt – die Eingangs- und Ausgangswiderstände der Stufe klein sind.

h. Verzerrungen

Es wird unterschieden zwischen **linearen Verzerrungen** und **nichtlinearen Verzerrungen**.

Lineare Verzerrungen entstehen durch die Blindwiderstände in Verstärkerschaltungen und Filtern. Eine lineare Verzerrung liegt dann vor, wenn die Verstärkung in einem Verstärker oder die Dämpfung in einem Dämpfungsglied nicht für Signale aller Frequenzen dieselben sind. Jede Abweichung vom linearen Frequenzgang entspricht einer linearen Verzerrung. Demzufolge erzeugt jeder Verstärker lineare Verzerrungen, da er nicht alle Frequenzen gleichmässig verstärkt. Lineare Verzerrungen stören nicht, da diese innerhalb des interessierenden Frequenzbereiches immer korrigiert werden können.

Nichtlineare Verzerrungen entstehen an nichtlinearen Schaltelementen. Nichtlineare Bauelemente sind solche, bei denen der Zusammenhang zwischen Strom und Spannung nicht linear ist. An einem nichtlinearen Element hat eine Verdop-

pelung der Spannung nicht eine Verdoppelung des Stromes zur Folge. Zu den wichtigsten nichtlinearen Bauelementen zählen Dioden, Transistoren und Röhren im gekrümmten Teil ihrer Kennlinien, sowie Induktivitäten mit Eisenkern und Transformatoren bei starker Aussteuerung, da die Magnetisierungskurve des Kernes nicht linear verläuft. Alle genannten Bauteile weisen eine nichtlineare Kennlinie auf.

Eine Sinusschwingung wird an einer gekrümmten Kennlinie nach Bild 130 verzerrt. Die gekrümmte Eingangskennlinie der Röhre verursacht eine Verzerrung des Anodenstromes bei sinusförmiger Steuerspannung.

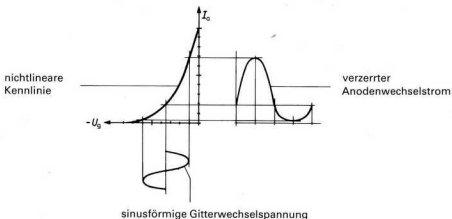
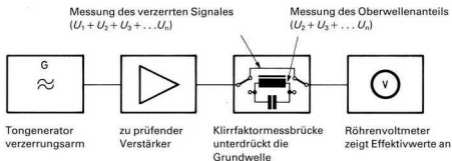


Bild 130

Wir wissen, dass sich jede verzerrte, sich periodisch wiederholende Schwingung in eine Grundwelle und in eine Anzahl Oberwellen zerlegen lässt. Diese am nichtlinearen Element entstehenden Oberwellen verfälschen das ursprüngliche Signal. Eine Sprach- oder Musikübertragung tönt verzerrt. Die meisten zu übertragenden Informationen wie Sprache und Musik bestehen nicht nur aus einem einzigen sinusförmigen Signal, sie setzen sich aus einem Frequenzgemisch zusammen. An nichtlinearen Kennlinien findet nun eine Mischung der einzelnen Frequenzen statt. Es entstehen dabei zusätzliche Signale – Mischprodukte –, die eine weitere Verfälschung der übertragenen Information verursachen.

Nichtlineare Verzerrungen werden messtechnisch mit zwei verschiedenen Methoden erfasst. Das gebräuchlichste Verfahren ermittelt den **Klirrfaktor**. Der Klirrfaktor ist ein Mass für die vom Verstärker verursachten nichtlinearen Verzerrungen. Er gibt in Prozenten an, wie gross der Effektivwert aller erzeugten Oberwellen bezogen auf die Summe der Effektivwerte von Grundwelle plus allen Oberwellen ist. Bild 131 zeigt das Prinzip der Klirrfaktormessung. Der zu prüfende Verstärker wird mit einem rein sinusförmigen Signal gespeist. In einer Klirrfaktormessbrücke wird die Messfrequenz unterdrückt, es bleibt nur der Oberwellenanteil übrig. Dieser wird mit einem Voltmeter gemessen, das direkt Effektivwerte anzeigt.

Der Gesamtklirrfaktor einer guten Anlage sollte 2–4% nicht überschreiten. Das musikalisch geschulte Ohr nimmt einen Klirrfaktor ab etwa 2% wahr. Dieser Wert ist als Richtwert zu betrachten, da er sehr von der Art der übertragenen Musik abhängt. Anlagen, die nur zur Übertragung von Sprache dienen, sollten keinen höheren Klirrfaktor als 10% aufweisen.



$$d = \frac{\text{Effektivwert aller Oberwellen}}{\text{Effektivwert Grundwelle + alle Oberwellen}} \cdot 100 \quad \%$$

$$d = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + U_5^2 + \dots U_n^2}{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + U_5^2 + \dots U_n^2}} \cdot 100 \quad \%$$

U_1 = Grundwelle (Messfrequenz)
 $U_2 \dots U_n$ = Oberwellen

Bild 131

Ein weiteres Verfahren ermittelt den **Intermodulationsfaktor**. Der Intermodulationsfaktor ist ebenfalls ein Mass für nichtlineare Verzerrungen. Er basiert auf der Messung der Mischprodukte, die an nichtlinearen Elementen entstehen. Dem zu prüfenden Verstärker werden nach Bild 132 zwei Signale mit verschiedenen Frequenzen zugeführt.

Prüfsignal bestehend aus den Frequenzen f_1 und f_2

Ausgangssignal bestehend aus den Messfrequenzen f_1 , f_2 und allen Mischprodukten

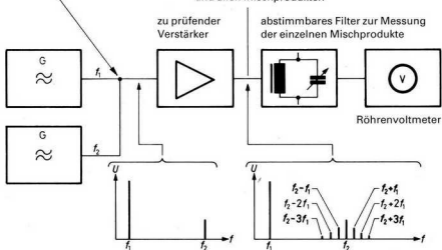


Bild 132

$$IM = \frac{\text{Summe aller Leistungen aller Seitenbänder}}{\text{Leistung der Trägerfrequenz}} \cdot 100 \%$$

$$IM = \frac{a^2 + b^2 + c^2 + \dots + n^2}{U_{f_2}^2} \cdot 100 \%$$

$$a = U_{(f_2-f_1)} + U_{(f_2+f_1)}$$

$$c = U_{(f_2-3f_1)} + U_{(f_2+3f_1)}$$

$$b = U_{(f_2-2f_1)} + U_{(f_2+2f_1)}$$

$$n = U_{(f_2-nf_1)} + U_{(f_2+nf_1)}$$

Am Verstärkerausgang werden die beiden Messfrequenzen sowie die entstandenen unerwünschten Mischprodukte mit sehr selektiven Filtern herausgesiebt und einzeln gemessen. Der in Prozenten gemessene Intermodulationsfaktor entspricht dem Verhältnis von der Summe aller Leistungen der Seitenbänder (Mischprodukte) zur Leistung der Trägerfrequenz.

Ein Verstärker mit einem grossen Intermodulationsfaktor weist auch einen grossen Klirrfaktor auf. Beide Verfahren geben ein Bild über die Qualität eines Verstärkers, wobei die bedeutend aufwendigere Bestimmung des Intermodulationsfaktors Rückschlüsse auf die Ursache der Verzerrungen zulässt. In der Praxis begnügt man sich jedoch in den meisten Fällen mit der bedeutend einfacheren Klirrfaktormessung.

i. Gegenkopplung

Unter Gegenkopplung versteht man die Rückführung eines Teiles der verstärkten Spannung vom Ausgang auf den Eingang des Verstärkers mit entgegengesetzter Phasenlage. Die rückgeführte Spannung wirkt der Eingangsspannung entgegen, wodurch die **Stufenverstärkung verringert wird**.

Der Verstärkungsrückgang ist der Nachteil jeder Art von Gegenkopplung; er wird jedoch durch einige Vorteile mehr als kompensiert. Die Gegenkopplung bietet folgende Vorzüge:

- Der Klirrfaktor wird erheblich herabgesetzt,
- der Frequenzgang wird linearisiert,
- das Arbeitsverhalten der gegengekoppelten Stufe wird stabilisiert, das bedeutet, der Verstärker wird unempfindlich gegen Netzspannungsschwankungen, Röhrenalterung und Belastungsänderungen,
- die im Verstärker erzeugten Störspannungen (Brummspannungen) werden herabgesetzt.

Die rückgeführte Spannung kann mit Hilfe von Blindwiderständen frequenzabhängig gemacht werden. Man hat es damit in der Hand, den Frequenzgang des Verstärkers durch entsprechende Wahl der Gegenkopplungselemente zu beeinflussen, ohne dass dabei der Arbeitspunkt mit verändert wird. Davon wird oft Gebrauch gemacht, indem in Niederfrequenzverstärkern die Höhen- und Tiefenanhebung im Gegenkopplungsweig vorgenommen wird.

Es wird unterschieden zwischen **Stromgegenkopplung** und **Spannungsgegenkopplung**.

Bei der Stromgegenkopplung wird die Gegenkopplungsspannung über einem Widerstand gewonnen, der vom Ausgangsstrom durchflossen wird. Im einfachsten Fall wird beim Röhrenverstärker der Katodenkondensator und beim Transistorverstärker der Emitterkondensator weggelassen. Der Anoden- respektive Kollektorstrom verursacht am Katoden- und am Emitterwiderstand einen Spannungsabfall, der dem Strom proportional ist.

Dieser Spannungsabfall weist gegenüber der Steuerspannung eine Phasenverschiebung von 180° auf. Da beide Spannungen in Serie liegen, tritt am Gitter und an der Basis nur die Differenz zwischen Steuerspannung und Gegenkopplungsspannung auf. Bild 133 zeigt die Verhältnisse bei einem Röhrenverstärker und einem Transistorverstärker.

Die Formeln zu Bild 133 sollen nicht abgeleitet werden, dies würde den Rahmen des Kurses sprengen. Sie sollen lediglich dem Praktiker die Auswirkungen der Gegenkopplung zeigen.

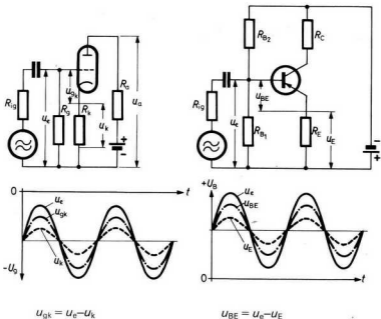


Bild 133

Alles Formelzeichen mit dem Index ' beziehen sich auf Werte mit Gegenkopplung.

$$\text{Gegenkopplungsfaktor } \beta = \frac{u_k}{u_a}$$

$$\text{Gegenkopplungsgrad} = 1 + v \cdot \beta$$

$$R_i' = R_i + \frac{R_k}{D}$$

$$D' = D$$

$$S' = \frac{S}{1 + S \cdot R_k}$$

$$v' = \frac{v}{1 + v \cdot \beta}$$

$$\text{Gegenkopplungsfaktor } \beta = h_{22} \cdot R_E$$

$$h'_{11} = h_{11} + \beta \cdot \frac{h_{21}}{h_{22}}$$

$$h'_{12} = h_{12} + \beta$$

$$h'_{21} = h_{21}$$

$$h'_{22} = h_{22}$$

$$v' = \frac{h_{21} \cdot R_C}{h_{11} + R_{i9} + R_E \cdot h_{21} + R_C (\Delta h + h_{22} \cdot R_{i9})}$$

$$\Delta h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}$$

$$v' \approx \frac{R_C}{R_E}$$

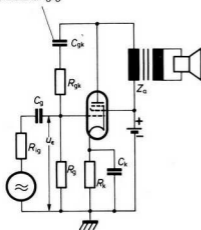
$$\text{Klirrfaktor } d' \approx \frac{d}{1 + d \cdot v}$$

Röhre	Transistor
<ul style="list-style-type: none"> - Spannungsverstärkung wird kleiner - Innenwiderstand wird grösser - Steilheit wird kleiner - Klirrfaktor wird kleiner 	<ul style="list-style-type: none"> - Spannungsverstärkung wird kleiner - Eingangswiderstand wird grösser - Spannungsrückwirkung wird grösser - Klirrfaktor wird kleiner

Auswirkungen der Stromgegenkopplung auf den Verstärker

Bei der Spannungsgegenkopplung wird die Gegenkopplungsspannung über einem Spannungsteiler, der parallel zum Ausgang liegt, abgenommen. Mit einem Ohmschen Spannungsteiler ist die erzielte Gegenkopplung frequenzunabhängig. Wird ein Blindwiderstand im Spannungsteiler verwendet, so wird die Gegenkopplung frequenzabhängig. In Bild 134 sind Transistor- und Röhrenverstärkerstufen mit Spannungsgegenkopplung einander gegenübergestellt.

frequenzabhängig



frequenzunabhängig

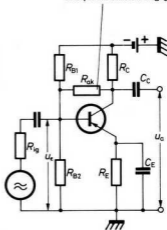


Bild 134

Alle Formelzeichen mit dem Index ' beziehen sich auf Werte mit Gegenkopplung.

$$\beta = \frac{u_{gk}}{u_a}$$

$$v' = \frac{1}{\beta} \quad ; \text{ für grosse Verstärkung}$$

$$v = \frac{1}{\beta}$$

$$R_i' = \frac{R_i}{1 + \frac{\beta}{D}}$$

$$D' = D + \beta$$

$$\beta = \frac{h_{11}}{R_{gk}}$$

$$h'_{11} = \frac{h_{11}}{1 + \beta}$$

$$h'_{21} = \frac{h_{21} - \beta}{1 + \beta}$$

$$h'_{22} = h_{22} + \frac{h_{21}}{R_{gk}}$$

$$\text{Klirrfaktor } d' = \frac{d}{1 + v \cdot \beta}$$

Die Formeln zeigen wiederum den Einfluss der Gegenkopplung auf die Verstärkerstufen.

Röhre	Transistor
<ul style="list-style-type: none"> - Stufenverstärkung wird kleiner - Innenwiderstand wird kleiner - Steilheit bleibt unverändert - Durchgriff wird kleiner - Klirrfaktor wird geringer 	<ul style="list-style-type: none"> - Stromverstärkung wird geringer - Eingangswiderstand wird kleiner - Spannungsrückwirkung wird grösser - Ausgangsleitwert wird grösser - Klirrfaktor wird geringer

Auswirkungen der Spannungsgegenkopplung auf den Verstärker

Die Auswirkungen der Gegenkopplung beziehen sich auf die Verstärkerstufen. Die **technischen Daten der Schaltung** werden beeinflusst, nicht diejenigen der Röhre oder des Transistors. Ein Röhrenverstärker mit Spannungsgegenkopplung verhält sich beispielsweise so, als ob der Innenwiderstand kleiner wäre. In Wirklichkeit bleibt der Innenwiderstand der Röhre gleich, die Schaltung wirkt nur so, als ob dieser herabgesetzt wäre.

Definition der Begriffe der Gegenkopplung Gegenkopplungsfaktor β

Der Gegenkopplungsfaktor β wird ausgedrückt durch das Verhältnis der gegengekoppelten Spannung zur Ausgangswechselspannung.

$$\beta = \frac{u_{gk}}{u_a}$$

u_{gk} = gegengekoppelte Spannung
 u_a = Ausgangswechselspannung

Gegenkopplungsgrad

Der Gegenkopplungsgrad bezeichnet den Verstärkungsrückgang einer Schaltung mit Gegenkopplung gegenüber der gleichen Schaltung ohne Gegenkopplung.

$$\text{Gegenkopplungsgrad} = 1 + v \cdot \beta$$

v = Verstärkung ohne Gegenkopplung

β = Gegenkopplungsfaktor

$$\frac{v}{v'} = 1 + v \cdot \beta$$

v' = Verstärkung mit Gegenkopplung

4. Beispiele

a. Röhrenverstärker

Bild 135 zeigt einen RC-gekoppelten Niederfrequenzverstärker mit Spannungsgegenkopplung.

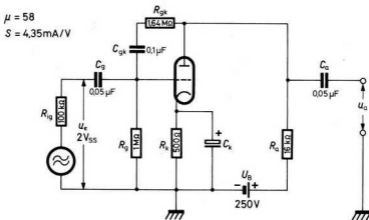


Bild 135

Die Verstärkung der Stufe ohne Gegenkopplung ist grafisch und rechnerisch zu ermitteln. Die reduzierte Verstärkung mit Gegenkopplung ist rechnerisch für eine Frequenz von 1 kHz zu bestimmen. Der Katodenkondensator C_k ist für eine untere Grenzfrequenz von 20 Hz zu dimensionieren. Die untere Grenzfrequenz des Gliedes R_g - C_g ist zu berechnen.

Vorgehen:

1. Schritt: Bestimmen der Verstärkung im Kennlinienfeld

- Einzeichnen der Widerstandsgeraden R_a in Bild 136. Der Ursprung geht durch den Wert der Batteriespannung auf der U_a -Achse. Die Neigung ist durch den Widerstandswert gegeben.
- Konstruktion der dynamischen Steilheit S_D
Die Projektion der Punkte A, B, C, D in das I_a-U_g -Kennlinienfeld ergibt die Arbeitssteilheit S_D
- Festlegen des Arbeitspunktes A im I_a-U_g -Kennlinienfeld, durch einzeichnen der Widerstandsgeraden R_k , Projektion in das I_a-U_a -Diagramm.
- Einzeichnen der Gitterwechselspannung u_g in das I_a-U_g -Diagramm. Projektion über die dynamische Steilheit S_D – Punkte A', B', C', D' – und die Widerstandsgerade – Punkte A, B, C, D – in das I_a-U_a -Diagramm.
- Die Verstärkung der Stufe ergibt sich aus dem Verhältnis von Anodenwechselspannung zur Gitterwechselspannung:

$$v = \frac{u_a}{u_g}$$
$$v = \frac{58}{2} = 29$$

- Die grafische Darstellung zeigt deutlich die Phasendrehung um 180° zwischen Gitterwechselspannung und Anodenwechselspannung.

2. Schritt: Berechnen der Verstärkung aufgrund der Röhrendaten

- Grundformel anschreiben $R_i = \frac{\mu}{S}$
 $R_i = \frac{58}{4,35 \cdot 10^{-3}} = 13,33 \text{ k } \Omega$

$$v = \mu \frac{R_a}{R_a + R_i}$$

$$v = 58 \frac{16 \cdot 10^3}{16 \cdot 10^3 + 13,33 \cdot 10^3} \quad [v] = 1 \cdot \frac{\Omega}{\Omega}$$

$$v = 31,64$$

Die Differenz zwischen den beiden Resultaten beruht auf der Tatsache, dass die rechnerisch ermittelte Verstärkung streng genommen nur für ganz kleine Eingangssignale gilt. Hinzu kommt die Ungenauigkeit, die sich bei jeder grafischen Ermittlung von Daten ergibt.

3. Schritt: Dimensionierung des Katodenkondensators C_k

– Grundformel anschreiben $X_{Ck} = 0,1 R_k$ (Dimensionierungsbasis)

$$\frac{1}{\omega C_k} = 0,1 R_k$$

– C_k isolieren

$$C_k = \frac{1}{\omega \cdot 0,1 R_k}$$

– Zahlenwerte einsetzen und ausrechnen

$$C_k = \frac{1}{20 \cdot 2 \pi \cdot 0,1 \cdot 500}$$

$$[C_k] = \frac{1 \cdot A \cdot s}{V} = \frac{As}{V}$$

$$C_k = 159 \mu F$$

4. Schritt: Bestimmen der unteren Grenzfrequenzen des Gliedes R_g-C_g

– Grundformel anschreiben $X_{Cg} = R_g$ (Bedingung für die Grenzfrequenz)

– f_{ug} isolieren

$$f_{ug} = \frac{1}{2 \pi R_g \cdot C_g}$$

– Zahlenwerte einsetzen und ausrechnen

$$f_{ug} = \frac{1}{2 \pi \cdot 1 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-8}}$$

$$[f_{ug}] = \frac{A \cdot V}{V \cdot A \cdot s} = \frac{1}{s}$$

$$f_{ug} = 3,18 \text{ Hz}$$

5. Schritt: Berechnung der Stufenverstärkung mit Gegenkopplung für eine Frequenz von 1 kHz

Berechnungsgrundlagen:

Die beiden Kondensatoren C_{gk} und C_g weisen bei 1 kHz einen so kleinen Blindwiderstand auf, dass dieser für die Rechnung vernachlässigt werden darf. C_{gk} hat nur die Aufgabe, die Gleichspannung vom Gitter fernzuhalten.

$$v = \frac{u_a}{u_g} = \frac{58}{2} = 29$$

dynamische Steilheit S_D

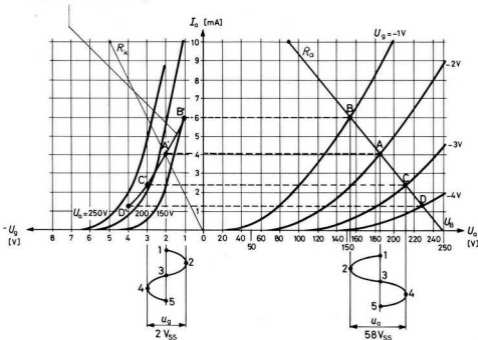


Bild 136

- Bestimmen des Gegenkopplungsfaktors
- Grundformel anschreiben $\beta = \frac{u_{gk}}{u_a}$

u_{gk} fällt am Spannungsteiler gebildet aus $(R_{ig} // R_g)$ und R_{gk} ab R_g und R_{ig} des Generators liegen dem Ersatzschaltbild 137 über C_g parallel

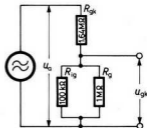


Bild 137

$$R_{ig} // R_g = \frac{R_{ig} \cdot R_g}{R_{ig} + R_g}$$

$$R_{ig} // R_g = \frac{0,1 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^6}{1,1 \cdot 10^6}$$

$$R_{ig} // R_g = 91,0 \text{ k} \Omega$$

$$\beta = \frac{R_{ig} // R_g}{R_{gk} + (R_{ig} // R_g)}$$

$$\beta = \frac{91 \cdot 10^3}{1,64 \cdot 10^6 + 91 \cdot 10^3}$$

$$\beta = 0,0526$$

$$v' = \frac{v}{1 + v \cdot \beta}$$

$$v' = \frac{29}{1 + 29 \cdot 5,26 \cdot 10^{-2}}$$

$$v' = 11,48$$

– Zahlenwert einsetzen und ausrechnen

– Grundformel für die Verstärkung anschreiben

– Zahlenwert einsetzen und ausrechnen

b. Transistorverstärker

Die Spannungsverstärkung ohne Gegenkopplung des Verstärkers nach Bild 138 soll grafisch ermittelt werden. Die Spannungsverstärkung mit Gegenkopplung – verursacht durch Weglassen des Emittorkondensators C_E – soll für eine Frequenz von 1 kHz errechnet werden.

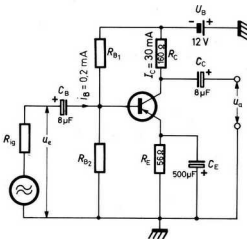


Bild 138

Vorgehen:

1. Schritt: Bestimmung der Verstärkung im Kennlinienfeld

- Einzeichnen der Widerstandsgeraden in das Bild 139
- Konstruktion der dynamischen I_C - I_B -Kennlinien durch Projektion der Schnittpunkte der Basisstromkennlinien mit der Widerstandsgeraden in das I_C - I_B -Diagramm
- Bestimmung der Basissteuerung u_e und der Ausgangswechselspannung u_a durch Projektion der Punkte A', B' und C' in das U_{BE} - U_{CE} Kennlinienfeld.
- Bestimmen der Spannungsverstärkung:

$$v = \frac{u_a}{u_e}$$

$$v = \frac{3,7}{0,03} \quad \frac{\text{V}}{\text{V}}$$

$$v = 123$$

Diese grafisch ermittelten Werte geben dem Praktiker ein gutes Bild über die zu erwartenden Daten der Stufe. Werden diese errechnet, so wird man merkliche Abweichungen feststellen. Die Abweichung rührt davon her, dass man bei der Rechnung immer mit sehr kleinen Signalen arbeitet. Diese Ungenauigkeiten brauchen den Praktiker weiter nicht zu stören, wenn man bedenkt, dass die Daten der Transistoren bis zu $\pm 50\%$ streuen. Die grafische Methode hat für die Praxis den Vorteil der Einfachheit und der Übersichtlichkeit, sie ist zudem ausreichend genau.

2. Schritt: Ermittlung der Verstärkung der Stufe mit Gegenkopplung durch Rechnung

- Annäherungsformel
anschreiben $v' \approx \frac{R_C}{R_E}$
 - Zahlenwerte einsetzen
und ausrechnen $v' \approx \frac{160}{58}$
- $$v' \approx 2,86$$

Lässt man den Emitterkondensator C_E weg, so sinkt die Verstärkung rapide ab. Sie ist praktisch nur noch vom Arbeitswiderstand und vom Emitterwiderstand abhängig, die Daten des Transistors sind unwesentlich.

AC 125

$T_{\text{amb}} = 25^{\circ}\text{C}$

$$\gamma = \frac{u_o}{u_e} = \frac{37\text{ V}}{0.03\text{ V}} = 123$$

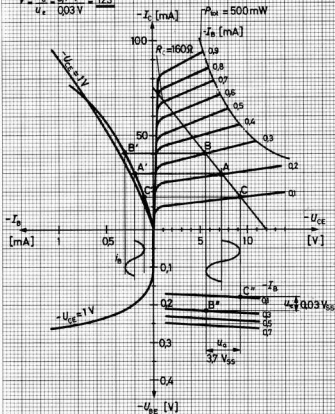


Bild 139

5. Messungen an RC-Verstärkern

Der Praktiker muss nicht nur das Funktionsprinzip der einzelnen Stufen kennen, er soll auch in der Lage sein, das richtige Funktionieren derselben zu überprüfen. Für diese Kontrollarbeiten benötigt er Messgeräte. Wir werden in Zukunft das Studium jeder Stufe mit einer Diskussion der einfachen und wesentlichen Messungen an dieser abschliessen. Die benötigten Messgeräte werden dabei nur soweit erklärt, als dies zum Verständnis der Messung unbedingt notwendig ist. Wir werden uns später eingehend mit den einzelnen Messgeräten befassen. Wer schon jetzt mehr über den Aufbau und das Funktionsprinzip einzelner Geräte wissen will, der kann im betreffenden Abschnitt nachschlagen. Es sei jedoch darauf hingewiesen, dass zum richtigen Verständnis der Arbeitsweise der Messgeräte oft Kenntnisse vorausgesetzt werden, die Sie aufgrund Ihres bisherigen Studiums noch nicht besitzen. Es genügt jedoch vorerst vollauf, wenn Sie über Messgeräte nur soviel wissen, dass Sie in der Lage sind, die Messung zu interpretieren.

Die Methodik der Fehlersuche wird später behandelt. Wir brauchen vorerst nur zu wissen, dass der Reparateur aufgrund der Fehlersymptome und einer Funktionskontrolle eine Diagnose stellt. Diese Diagnose erlaubt ihm in den meisten Fällen die Bezeichnung der defekten Stufe. Wenn eine solche als Ursache der Störung bekannt ist, geht es darum, das richtige Betriebsverhalten zu überprüfen. Wir wollen gemeinsam eine Überprüfung einer Röhrenstufe und einer Transistorstufe durchführen. Wir haben die Aufgabe, die beiden Verstärker nach Bild 141 zu testen. Die abgebildeten RC-Verstärker arbeiten in einem Funkgerät als Niederfrequenzvorverstärker im Empfänger. Bild 140 zeigt den Signalweg im Blockschaltbild. Vom voll aufgedrehten Lautstärkereglern gelangt man bei gutem Empfang das Signal mit dem angegebenen Pegel auf den Eingang des Vorverstärkers. Das verstärkte Signal wird der folgenden Stufe zugeführt, welche die geforderte Leistung für den Lautsprecher erzeugt.

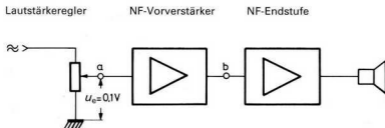


Bild 140

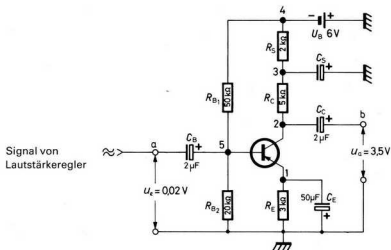
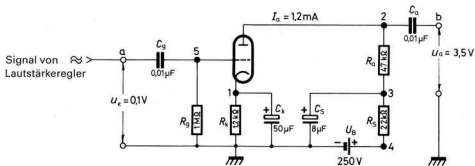


Bild 141

Die Vorstufe wurde eindeutig als die defekte Stufe ermittelt, da das Eingangssignal am Punkt a am Eingang des Verstärkers vorhanden ist und am Ausgang bei Punkt b fehlt. Jede als defekt erkannte Stufe wird zuerst **statisch** und dann **dynamisch** überprüft.

Die statische Prüfung umfasst die Kontrolle der Gleichstromwerte.

Beim Röhren- wie beim Transistorverstärker werden die Gleichspannungs- und die Gleichstromwerte nachgemessen. Eine fehlende oder unrichtige Betriebsspannung ist in vielen Fällen die Ursache für das Versagen der Stufe. Als erste Messung ist die Spannung über dem Katodenwiderstand (Pt. 1 zu Masse) bei der Röhrenschtaltung und die Spannung über dem Emitterwiderstand (Pt. 1 zu

Masse) bei der Transistorschaltung zu überprüfen. **Wenn diese Katoden- oder Emitterspannung wertmässig stimmt, darf mit grosser Wahrscheinlichkeit angenommen werden, dass die Stufe statisch richtig arbeitet.** Es soll dann direkt mit der dynamischen Prüfung begonnen werden. Zur Strom- und Spannungsmessung verwenden wir in der Regel ein Vielfachmessgerät. Das Vielfachmessinstrument ist meistens für folgende Messungen geeignet:

- Gleichspannungen von einigen Volt bis zu einigen hundert Volt
- Wechselspannungen von einigen Volt bis zu einigen hundert Volt im Frequenzbereich 50 ... 10000 Hz
- Gleichstrommessungen von Bruchteilen von mA bis zu einigen Ampère
- Wechselstrommessungen von einigen mA bis zu einigen Ampère im Frequenzbereich 50 ... 10000 Hz
- Ohmsche Widerstände von einigen Ohm bis zu einigen Megohm

Bei den Spannungsbereichen ist der Innenwiderstand des Instrumentes wichtig. Dieser wird in $k\Omega$ pro Volt angegeben und bezieht sich auf den gewählten Bereich. Die üblichen Instrumente für die Praxis weisen für Gleichspannungen Innenwiderstände von $5 k\Omega/V$ bis etwa $50 k\Omega/V$ auf. Die Innenwiderstände der Wechselspannungsbereiche sind geringer, sie bewegen sich für die gleichen Instrumente zwischen $1 k\Omega/V$ und $20 k\Omega/V$. Man hat sich deshalb vor jeder Spannungsmessung zu überlegen, ob nicht das Messobjekt durch das Voltmeter so belastet wird, dass das Resultat wesentlich verfälscht wird. Wir verwenden für unsere Messungen ein Vielfachinstrument mit folgenden technischen Daten (Bild 142):

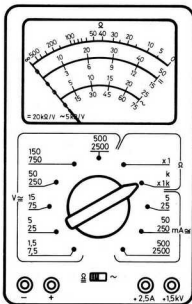


Bild 142

Auf dem 5-Volt-Bereich messen wir Katoden- und Emittersgleichspannungen. Der Innenwiderstand des Instrumentes für diesen Bereich beträgt 5 mal 20 k Ω gleich 100 k Ω . Der dadurch entstehende Messfehler bei der Messung der Spannung über einem Emittewiderstand von 3 k Ω und über einem Katodenwiderstand von 1,2 k Ω ist vernachlässigbar, da beide Widerstände mit 100 k Ω unwesentlich belastet werden.

Falls die gemessenen Katoden- oder Emitterspannungen von den erwarteten Werten $-U_k$ 1,44 V und U_E 1,5 V abweichen, sind die Anoden- und Kollektorspannungen zu kontrollieren (Pt. 2 zu Masse). Bei abweichender Katoden- oder Emitterspannung werden auch diese Werte vom Sollwert verschieden sein. Nun drängt sich eine Überprüfung der Anoden- respektive Kollektorströme auf. Eine Strommessung sollte jedoch womöglich umgangen werden, da hierzu der Messkreis aufgetrennt werden muss. Um unnötige Lötarbeiten zu vermeiden, messen wir die Spannungsabfälle über den Siebwiderständen (Pt. 3 zu Pt. 4), stimmen die gemessenen Werte mit den errechneten Spannungen überein, so ist auch der kontrollierte Stromwert richtig. Sollte die Stufe einen statischen Fehler aufweisen, so lässt er sich mit den beschriebenen Messungen eindeutig lokalisieren. Ist die Stufe statisch in Ordnung, was bedeutet, dass alle Gleichspannungen und Gleichströme die Sollwerte aufweisen, dann ist sie dynamisch zu überprüfen.

Die dynamische Prüfung umfasst die Kontrolle der Wechselstromwerte.

Die meist niedrigen Wechselspannungen in Vorstufen lassen sich mit den üblichen Vielfachinstrumenten nicht mehr messen, da die Messwerte zu gering sind und zudem meistens an hochohmigen Widerständen auftreten. Zur Kontrolle des Ausgangssignales des Röhrenverstärkers müsste auf unserem Vielfachinstrument der 7,5-Volt-Bereich gewählt werden. Auf diesem Bereich beträgt der Innenwiderstand für Wechselspannungen 7,5 mal 5 k Ω , gleich 37,5 k Ω . Der Wert des Arbeitswiderstandes beträgt 47 k Ω . Werden diesem nun die 37,5 k Ω des Instrumentes parallel geschaltet, so wird das Messresultat total verfälscht, da die Belastung durch das Voltmeter viel zu gross ist. Wir können in diesem Fall unser Messgerät lediglich zum **Nachweis**, nicht aber zur **Messung** des Signales verwenden. Wir können unsere Aufgabe nur mit einem Instrument lösen, das kleinere Messbereiche bei einem viel grösseren Innenwiderstand aufweist. Mit Hilfe von Röhren- oder Transistorverstärkern lassen sich solche Instrumente bauen. Diese **Röhrenvoltmeter** oder **Transistorvoltmeter** weisen auf allen Bereichen für Gleich- und Wechselspannungen **hohe Eingangswiderstände** in der Grössenordnung von einigen Megohm auf. Schaltung und Funktionsprinzip dieser Geräte lassen wir vorerst beiseite. Wir interessieren uns nur für deren Möglichkeiten. Die Handhabung solcher Voltmeter unterscheidet sich praktisch nicht von derjenigen eines Universalinstrumentes. Für unsere Messungen verfügen wir über ein Röhrenvoltmeter nach Bild 143.

Für HF-Spannungsmessungen wird ein Tastkopf verwendet, während Gleichspannungen und Netzspannungen über gewöhnliche Messkabel gemessen werden.

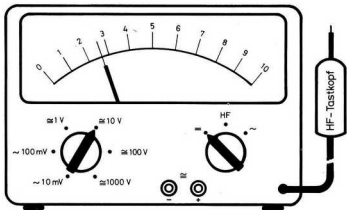


Bild 143

Dieses Voltmeter erlaubt uns ein Nachprüfen der Niederfrequenzpegel. Wir verfolgen das Signal vom Eingang bis zum Ausgang des Verstärkers, indem wir die Spannungen an folgenden Punkten nachmessen: a-5-2-b.

Falls die Stufe statisch einwandfrei arbeitet, können defekte Kondensatoren die Fehlerursache sein, wobei ein Kurzschluss ausgeschlossen ist, da dadurch die statischen Werte beeinflusst würden. Unterbrochene Kopplungskondensatoren lassen sich leicht lokalisieren, weil nach dem defekten Kondensator das Signal nicht mehr vorhanden ist. Bei einem Unterbruch im Katoden- oder Emitterkondensator sinkt infolge der auftretenden Gegenkopplung die Verstärkung der Stufe ab. Wir stellen in diesem Fall eine zu kleine Ausgangsspannung fest. Diese Kapazitäten lassen sich im Betrieb leicht überprüfen, indem man die Wechselspannung an Pt. 1 misst. Wird keine oder eine nur sehr kleine Spannung angezeigt, dann ist der Kondensator intakt. Mit der gleichen Methode können die Siebkondensatoren überprüft werden, indem die Restwechselspannung an Pt. 3 gemessen wird. Bestehen Zweifel über den Wert der zulässigen Restspannung, so überbrückt man den zu prüfenden Kondensator mit einem solchen gleicher Kapazität, sinkt dabei die Restspannung auf ungefähr die Hälfte ab, so ist der Kondensator in Ordnung. Ein Unterbruch im Siebkondensator äussert sich in vielen Fällen durch ein unerwünschtes Pfeifen oder Plodern der Stufe.

Nicht alle NF-Verstärker gehören zu einem Empfänger und werden mit einem Empfangssignal gespeist. Solchen Geräten muss zur Prüfung ein Signal zugeführt werden. Dieses Signal wird einem **Tongenerator** entnommen. Ein Tongenerator ist ein Gerät, das Niederfrequenzsignale erzeugt. Frequenz und abgegebene Spannung sind in gewissen Grenzen einstellbar. Für unsere Messungen verfügen wir über ein Gerät mit den Eigenschaften nach Bild 144.

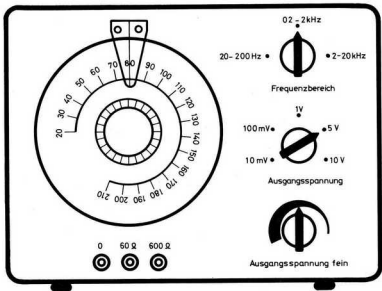


Bild 144

Mit dem Tongenerator und dem Röhrenvoltmeter lassen sich alle Verstärker dynamisch prüfen. Auch der Frequenzgang lässt sich mit dieser Einrichtung aufnehmen. Zu diesem Zweck wird das Signal des Generators dem Verstärker über Punkt a zugeführt. Mit dem hochohmigen Voltmeter wird der Eingangspiegel für alle Frequenzen kontrolliert und auf dem gleichen Wert gehalten. Das Ausgangssignal wird an Punkt b gemessen. Die gemessenen Werte ergeben grafisch dargestellt den Frequenzgang des Verstärkers.

Zur Prüfung der Verzerrungen der Stufe wird das Signal im **Katodenstrahloszilloskop** betrachtet. Er tritt dann an Stelle des Voltmeters oder wird diesem parallel geschaltet, um die Pegelwerte direkt ablesen zu können.

Niederfrequenzverstärker können grob auf ihr richtiges Funktionieren mit einer sehr einfachen Methode kontrolliert werden, indem man mit einem Schraubenzieher das Steuergitter oder die Basis berührt und im Lautsprecher die Brumm- oder Knackgeräusche wahrnimmt. Diese Art der Fehlersuche darf jedoch niemals die sorgfältige Messung ersetzen, sie kann lediglich dazu dienen, festzustellen, ob die Stufe überhaupt anspricht.

6. Das Wesentliche

RC-Verstärker dienen der Verstärkung von Wechselspannungssignalen. Die Speisespannung und die Ohmschen Widerstände legen den Arbeitspunkt der Schaltung fest.

In Schaltungen, bei welchen die Katode oder der Emitter als gemeinsame Elektrode verwendet werden, tritt zwischen Eingangswchselspannung und Ausgangswchselspannung eine Phasenverschiebung von 180° auf.

Wir unterscheiden für Verstärker verschiedene Betriebsarten. Eintaktniederfrequenzverstärker arbeiten im A-Betrieb, der Arbeitspunkt liegt auf dem geradlinigen Teil der Kennlinie in der Mitte. Gegentaktverstärker arbeiten oft im B-Betrieb. Der Arbeitspunkt liegt dabei im Kennlinienknick. Diese Betriebsart bringt einen hohen Wirkungsgrad. Beim Gegentakt-A-B-Betrieb liegt der Arbeitspunkt zwischen der A- und der B-Einstellung. Der C-Betrieb kommt nur für Hochfrequenzverstärkung in Frage. Der Arbeitspunkt liegt dabei negativer als der Kennlinienknick. Eine C-Stufe erzeugt bei einem sehr hohen Wirkungsgrad starke Verzerrungen.

Das Arbeitsverhalten von RC-Verstärkern lässt sich im Kennlinienfeld grafisch darstellen, indem man in das I_a-U_a - oder das I_c-U_c -Diagramm die Arbeitsgerade des betreffenden Arbeitswiderstandes einzeichnet. Beim Röhrenverstärker wird dabei der Steuerspannungsbedarf für eine bestimmte Anodenwechselspannung direkt sichtbar, während für den Transistorverstärker der Steuerwechselstrom für die dazugehörige Ausgangswchselspannung direkt abgelesen werden kann. Die grafische Darstellung zeigt, dass die wirksame Arbeitssteilheit der Röhre immer kleiner ist als die statische Steilheit.

Das Dezibelmass gestattet die Darstellung von Zahlenverhältnissen im logarithmischen Massstab. Es werden Leistungs-Spannungs- und Stromverhältnisse miteinander verglichen. Bei Spannungs- und Stromverhältnissen ist darauf zu achten, dass die Pegelwerte an gleich grossen Ein- und Ausgangswiderständen gemessen werden. Um Angaben im Dezibelmass werten zu können, sollte der Praktiker mindestens folgende drei Spannungsverhältnisse im dB-Mass kennen:

$$1,41 = 3 \text{ dB}, 2 = 6 \text{ dB}, 10 = 20 \text{ dB}$$

Der Frequenzgang des Verstärkers wird durch die Kopplungs- und Streukapazitäten beschnitten. Die untere Grenzfrequenz wird durch die Grösse der Kopplungskapazitäten bestimmt, während die obere Grenzfrequenz durch den Wert der Querkapazitäten fixiert wird.

Bei den Verzerrungen wird unterschieden zwischen den linearen und den nichtlinearen Verzerrungen. Lineare Verzerrungen liegen dann vor, wenn der Frequenzgang eines Verstärkers nicht linear verläuft. Nichtlineare Verzerrungen entstehen an nichtlinearen Schaltelementen. Ein Signal enthält dann nichtlineare Verzerrungen, wenn neben der Grundwelle noch Oberwellen erzeugt werden. Nichtlineare Verzerrungen werden messtechnisch als Klirrfaktor oder als Intermodulationsfaktor erfasst. Der Klirrfaktor gibt an, wie gross der Effektivwert aller erzeugten Oberwellen bezogen auf den Effektivwert der Grundwelle plus derjenige aller Oberwellen ist. Beim Intermodulationsfaktor wird das Ver-

hältnis zwischen der Summe aller Leistungen der erzeugten Seitenbandsignale zur Leistung der Grundwelle gebildet.

Unter Gegenkopplung versteht man die Rückführung eines Teiles der verstärkten Spannung vom Ausgang auf den Eingang mit entgegengesetzter Phasenlage. Je nach der Art der Gewinnung der Gegenkopplungsspannung spricht man von Strom- oder Spannungsgegenkopplung. Die Gegenkopplung verbessert die Eigenschaften des Verstärkers in bezug auf Klirrfaktor, Frequenzgang und Stabilität. Jede Gegenkopplung verursacht einen Rückgang der Verstärkung. Der Gegenkopplungsgrad bezeichnet den Verstärkungsrückgang einer Schaltung mit Gegenkopplung gegenüber der Verstärkung der gleichen Schaltung ohne Gegenkopplung.

Die Fehlersuche in einem Gerät erfolgt in drei Schritten: Die defekte Stufe wird aufgrund einer Funktionskontrolle und der Funktionskenntnisse des gesamten Gerätes lokalisiert. Die als defekt bezeichnete Stufe wird statisch überprüft, was durch Messung der Betriebsspannungen und Betriebsströme geschieht. Für eine erste Kontrolle beschränkt man sich dabei auf die Messung der Spannungen über den Katoden- und Emitterwiderständen. Stimmen diese Spannungen, so darf angenommen werden, dass auch die restlichen Betriebswerte in Ordnung sind. Bei jeder Spannungsmessung ist der Einfluss des Instrumentenwiderstandes des Voltmeters zu berücksichtigen. Die dynamische Prüfung umfasst die Kontrolle der Wechselspannungswerte des Verstärkers. Diese Kontrolle erfordert einen Generator zur Einspeisung des Signales und ein Röhrenvoltmeter zur Messung der Pegel innerhalb der Schaltung.

7. Repetitionsaufgaben (Lösung Seite 458)

- Welches ist die Aufgabe des Widerstandes R_a aus Bild 115?
- Hat der Wert des Widerstandes aus Aufgabe a einen Einfluss auf die Verstärkung der Stufe?
- Welche Elemente dienen zur Erzeugung der Gittervorspannung der Schaltung nach Bild 115?
- Wozu dienen die Elemente C_a und R_a in Bild 115?
- Wie beeinflussen die Kopplungskapazitäten C_a und C_0 den Frequenzgang der Schaltung nach Bild 115?
- Welche Elemente beeinflussen die obere Grenzfrequenz derselben Schaltung?
- Welches ist die Aufgabe der Widerstände R_{B1} und R_{B2} des Transistorverstärkers nach Bild 122?
- Erklären Sie die stabilisierende Wirkung des Widerstandes R_E aus Bild 122 gegenüber dem Einfluss von Temperaturschwankungen auf das Arbeitsverhalten der Stufe.
- Wie wirkt sich ein Weglassen des Kondensators C_E der Schaltung nach Bild 122 aus?
- Welche Arbeitspunkteinstellung wurde für die Verstärker nach Bild 115 und 122 gewählt?
- Skizzieren Sie die I_a-U_0 -Kennlinie und zeichnen Sie die Arbeitspunkte für die verschiedenen Verstärkerklassen ein.

- m) Bestimmen Sie grafisch die Stufenverstärkung eines RC-Verstärkers für einen Arbeitswiderstand von $100\text{ k}\Omega$ und einen solchen von $10\text{ k}\Omega$. Die Batteriespannung beträgt 250 V . Die Röhrendaten entnehmen Sie Bild 145. Wie gross wird die dynamische Steilheit der Schaltung für beide Arbeitswiderstände?

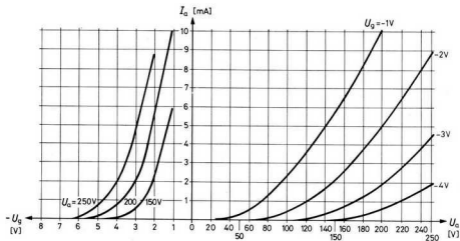


Bild 145

- n) Ein Transistorverstärker wird mit einem Arbeitswiderstand von 280Ω in Emitterschaltung betrieben. Der Basisruhestrom misst $0,2 \text{ mA}$, die Batteriespannung beträgt 14 V . Der Transistor wird mit einem Signalstrom von $0,071 \text{ mA}$ angesteuert. Bestimmen Sie aus den Kennlinien nach Bild 146 grafisch die am Arbeitswiderstand auftretende Kollektorwechselspannung.

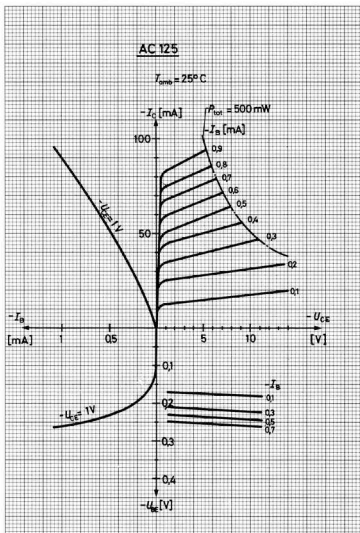


Bild 146

- o) Ein Transistorverstärker weist eine Leistungsverstärkung von 46 dB auf. Die Ausgangsleistung beträgt 5 Watt. Wie gross ist die erforderliche Eingangsleistung?
- p) Die Eingangsimpedanz eines Verstärkers misst 600 Ω . Seine Spannungsverstärkung wurde zu 74 dB ermittelt. Wie gross sind Leistung und Spannung am richtig angepassten 16- Ω -Lautsprecher, wenn dem Verstärker nach Bild 147 eine Niederfrequenzspannung von 2,5 mV zugeführt wird?

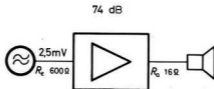


Bild 147

- q) Was verstehen Sie unter dem Ausdruck «Mittenfrequenz»?
- r) Welches sind die Kriterien für die Grenzfrequenz in bezug auf Dämpfung und Phasenlage?
- s) Skizzieren Sie zwei RC-Glieder. Eines soll als Hochpass, das andere als Tiefpass geschaltet sein.
- t) Was verstehen Sie unter dem Ausdruck «lineare Verzerrungen»?
- u) Was sind «nichtlineare Verzerrungen»?
- v) Mit welchen Masseinheiten werden nichtlineare Verzerrungen gemessen?
- w) Zwei Verstärkerstufen sind nach Bild 148 in Serie geschaltet. Die erste Stufe verursacht einen Klirrfaktor von 2%, die zweite einen solchen von 3%.
Wie gross ist der Gesamtklirrfaktor der Anlage?

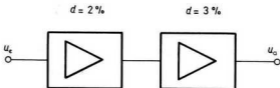


Bild 148

- x) Zählen Sie die Vorteile einer Gegenkopplung auf.
- y) Welchen Nachteil bringt die Gegenkopplung mit sich?
- z) Was für Arten von Gegenkopplung kennen Sie?

- aa) Aufgrund Ihrer Fehlerdiagnose muss der Röhrenverstärker nach Bild 115 defekt sein. Welche statische Messung führen Sie aus, um zu kontrollieren, ob der Verstärker gleichstrommässig richtig arbeitet?
- ab) Sie messen mit einem Voltmeter auf dem 5-Volt-Bereich die Gleichspannung über dem Widerstand R_E der Schaltung nach Bild 141. Der Innenwiderstand des Messgerätes betrage $333 \Omega / V$. Ist diese Messung zulässig, oder wird das Messresultat verfälscht?
- ac) Die statische Kontrolle der Röhrenstufe nach Bild 141 hat ergeben, dass diese gleichstrommässig einwandfrei arbeitet. Sie speisen am Punkt a ein Signal vom Tongenerator von 1000 Hz mit einem Pegel von 0,1 V ein. Am Ausgang b messen Sie nur 1,9 V. Wo vermuten Sie den Fehler? Welches ist die nächste Messung die Sie vornehmen?
- ad) Sie messen im Fall von Aufgabe ac an Punkt 1 eine Wechselspannung von 0,047 V. Was schliessen Sie daraus?
- ae) Wie kontrollieren Sie den Katodenkondensator aus Aufgabe ad?
- af) Ihre Fehlerdiagnose deutet auf einen Defekt in der Transistorstufe nach Bild 141 hin. Die Kontrolle der Emitterspannung über R_E ergab ein einwandfreies Gleichstromverhalten. Sie speisen vom Tongenerator auf Punkt a ein Niederfrequenzsignal von 1000 Hz mit einem Pegel von 20 mV ein. Am Ausgang b fehlt das Ausgangssignal, auch am Kollektoranschluss bei Punkt 2 tritt kein Signal auf. Welches Bauelement ist mit grosser Wahrscheinlichkeit defekt?
- ag) Wie überprüfen Sie den Kondensator C_B ?

III. Der Niederfrequenzleistungsverstärker

1. Einführung

Niederfrequenzleistungsverstärker sind in der Lage, einen Verbraucher mit Niederfrequenzleistung zu versorgen. In der Nachrichtentechnik kommen als Verbraucher kleiner Leistungen von einigen mW bis zu einigen W Kopfhörer und Lautsprecher in Frage. Mittlere Leistungen bis zu einigen Hundert Watt werden von Grosslautsprecheranlagen und von grösseren Kommandoanlagen gefordert. Grosse Leistungen bis zu einigen Kilowatt sind zur Modulation von Grossfunkanlagen und von Rundfunksendern erforderlich. Das Prinzip der Leistungsverstärkung ist unabhängig von der erzeugten Leistung. Die geforderte Niederfrequenzleistung wird in Leistungsröhren oder Leistungstransistoren erzeugt. Kleinere Leistungen bis zu einigen Watt werden Eintaktendstufen entnommen, für grössere Leistungen kommen fast ausschliesslich Gegentaktendstufen zur Anwendung. Transistorisierte Endstufen sind fast immer als Gegentaktendstufen konzipiert. Der Frequenzumfang solcher Anlagen richtet sich nach dem Verwendungszweck. Für reine Sprachübertragung genügt eine Übertragungsbandbreite von 300 Hz bis auf 3 kHz, soll dagegen Musik übertragen werden, so wird das Frequenzband auf 50 Hz bis 10 kHz erweitert. Hi-Fi-Geräte – das sind Anlagen mit besonders hohen Qualitätsanforderungen – benötigen einen Frequenzumfang von etwa 30 Hz bis 20 kHz.

2. Was wissen Sie schon über Niederfrequenzleistungsverstärker? (Lösung Seite 466)

- Welches Bauelement dient bei Niederfrequenzleistungsverstärkern als Arbeitswiderstand in der Endstufe?
- Welchen Vorteil bietet die Gegentaktschaltung gegenüber der Eintaktschaltung?
- Wie gross ist der maximal mögliche Wirkungsgrad einer Gegentakt-B-Endstufe?
- Welchen Vorteil bringt die Gegentakt-B-Endstufe insbesondere für batteriegespeiste Geräte?
- Es gibt zwei Möglichkeiten, die zur phasenrichtigen Ansteuerung der Endstufe notwendige Phasendrehung zu erzeugen. Nennen Sie eine davon.
- Worin unterscheiden sich Leistungsröhren und Leistungstransistoren von Spannungsverstärkerrohren und Vorverstärkertransistoren?
- Was ist eine Leistungshyperbel und welches ist ihre Bedeutung?
- Was verstehen Sie unter den Bezeichnungen «Anodenverlustleistung» und «Kollektorverlustleistung»?

3. Der Niederfrequenzleistungsverstärker

a. Definition

Der Niederfrequenzleistungsverstärker ist ein Verstärker, der in der Lage ist, eine grössere Niederfrequenzleistung abzugeben. Er soll dabei möglichst geringe nichtlineare Verzerrungen verursachen und einen kleinen Innenwiderstand aufweisen.

b. Funktionsprinzip des Eintaktröhrenverstärkers

Wir wollen die Arbeitsweise einer einfachen Röhrendstufe anhand von Bild 149 studieren.

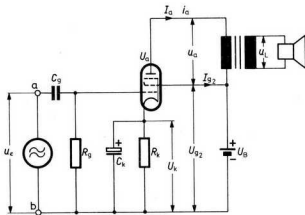


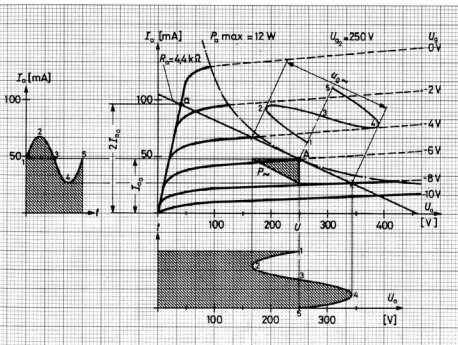
Bild 149

Der Eingangs- und Katodenkreis unterscheidet sich nicht von demjenigen einer Spannungsverstärkerstufe. Als Arbeitswiderstand dient jedoch in der Endstufe ein Transformator. Der **Ausgangstransformator** hat die Aufgabe, den niederohmigen Verbraucherwiderstand – dargestellt durch den Lautsprecher – heraufzutransformieren. Die üblichen Lautsprecher haben folgende Impedanzwerte: 4, 5, 8 und 16 Ω . Der Vorteil des Transformators liegt darin, dass er abgesehen von seinen Verlusten keine Energie verbraucht. Die gesamte von der Röhre erzeugte Leistung wird somit an den Verbraucher weitergegeben. Der Gleichstromwiderstand der Wicklungen darf vernachlässigt werden. Der Spannungsabfall über der Primärwicklung ist so klein, dass er nicht berücksichtigt werden muss.

Es steht an der Anode deshalb praktisch die volle Speisespannung zur Verfügung. Endröhren sind meistens so dimensioniert, dass das Schirmgitter direkt an die Speisespannung gelegt werden kann. Der Eisenkern des Transformators weist einen Luftspalt auf, um den Einfluss der Gleichstromvormagnetisierung durch den Anodengleichstrom möglichst gering zu halten.

Der Anodengleichstrom wird wie bei der Spannungsverstärkerstufe mit dem Eingangssignal u_e gesteuert. Der Anodenstrom der Endröhre setzt sich ebenfalls aus einem Gleichstromanteil und dem überlagerten Wechselstrom zusammen. Dieser Anodenstrom fließt über die Primärwicklung des Ausgangsübertragers. Er induziert in dieser die Anodenwechselspannung, die auf die Sekundärseite übertragen und dort dem Lautsprecher zugeführt wird. Der Gleichstromanteil des Anodenstromes wird dabei natürlich sekundärseitig nicht wirksam. Seine einzige Auswirkung zeigt sich in der Vormagnetisierung des Transformators und im Spannungsabfall über die Primärwicklung.

Bild 150 zeigt die Methode zur grafischen Ermittlung der Verstärkung und der Ausgangsleistung einer Endstufe unter Verwendung des I_a-U_a -Kennlinienfeldes.



Anodenspannung

Bild 150

Die Wahl des günstigsten Arbeitswiderstandes erfolgt im I_a-U_a -Kennlinienbild. Zuerst wird der Arbeitspunkt A fixiert. Er muss auf der Leistungshyperbel oder darunter liegen. Will man die Röhre voll ausnutzen, so legt man ihn auf die Hyperbel. Bei vorgegebener Speisespannung ist somit der Arbeitspunkt festgelegt. Da der Ohmsche Widerstand der Primärwicklung vernachlässigt werden darf, liegt der Arbeitspunkt senkrecht über dem Batteriespannungswert U_B auf der Leistungshyperbel. Die Projektion von A auf die I_a -Achse ergibt den Anodenruhestrom I_{a_0} . Wird die Röhre voll durchgesteuert, so erreicht der Anodenstrom in der positiven Halbwelle den Wert $2 \times I_{a_0}$. Der Schnittpunkt a dieses Anodenstromwertes mit der Gitterspannungskennlinie für Null Volt liegt auf der Widerstandsgeraden. Zieht man nun eine Gerade durch diesen Schnittpunkt a und den Arbeitspunkt, so ergibt sich die Lage der Widerstandsgeraden. Das Bild zeigt die Projektion einer Gitterwechselspannung von 2 V in das I_a-U_a -Kennlinienbild und die daraus resultierenden Anodenspannungs- und Anodenstromwerte. Der unsymmetrische Abstand zwischen den Gitterspannungskennlinien ist die Ursache der Unsymmetrie des Anodenwechselstromes und der Anodenwechselspannung. Diese Unsymmetrie bedingt einen bestimmten Klirrfaktor im Ausgangssignal. Dieser ist bei der gewählten Aussteuerung tragbar, bei voller Aussteuerung der Röhre wird sich der grössere Anteil an Verzerrungen jedoch bereits störend auswirken. In der Praxis sorgt man mit entsprechend dimensionierter Gegenkopplung für eine Linearisierung der Kennlinie und somit für eine Herabsetzung des Klirrfaktors.

Das schraffierte Dreieck unterhalb des Arbeitspunktes ist identisch mit der abgegebenen Niederfrequenzleistung. Es wird als **Leistungsdreieck** bezeichnet. Zwischen der abgegebenen Leistung, dem Klirrfaktor und dem Arbeitswiderstand besteht ein direkter Zusammenhang. Der Klirrfaktor und die abgegebene Leistung der Endstufe nach Bild 150 wurde für verschiedene Arbeitswiderstände errechnet. Die Bestimmung des Klirrfaktors erfolgte dabei nach der **Fourieranalyse**. Es handelt sich dabei um eine mathematische Methode zur Errechnung von Verzerrungen bei bekannter Signalform. Die Resultate sind in Bild 151 grafisch dargestellt.

Der grafisch ermittelte Arbeitswiderstand liegt in bezug auf den Klirrfaktor am günstigsten, er fällt mit dem Minimum der Klirrfaktorkurve zusammen. Die grösste Leistung wird bei einem Arbeitswiderstand von 6 k Ω abgegeben. Oft wird bei der Wahl des Arbeitswiderstandes zwischen der maximal erzielbaren Leistung und dem tolerierbaren Klirrfaktor ein Kompromiss geschlossen, indem ein Arbeitswiderstand gesucht wird, dessen Wert zwischen dem Leistungsmaximum und dem Klirrfaktorminimum liegt.

Der gewählte Arbeitswiderstand und der Widerstand des Verbrauchers – in unserem Fall derjenige des Lautsprechers – bestimmen das Übersetzungsverhältnis des Transformators. Eine saubere Anpassung besteht jedoch nur in der Mitte des Frequenzbereiches, da bei den tiefen Frequenzen die Induktivität des Transformators als Nebenschluss wirkt, während bei den hohen Frequenzen die Streuinduktivitäten der Wicklungen zusätzliche Verluste verursachen. Berücksichtigt man diese Blindwiderstände im I_a-U_a -Diagramm, dann erscheint der Arbeits-

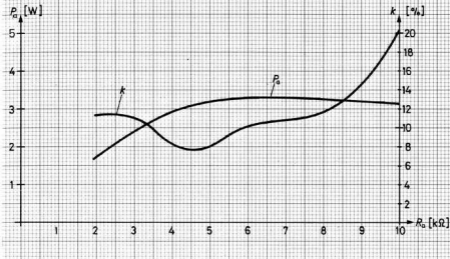


Bild 151

widerstand nicht mehr als Gerade, sondern als Ellipse. Für die Darstellung der Arbeitsweise des Verstärkers im mittleren Frequenzbereich darf jedoch der Belastungswiderstand als eine Gerade angenommen werden.

Die Grösse des geforderten Arbeitswiderstandes lässt sich nach folgender Faustformel rechnerisch grob bestimmen:

$$R_a \approx \frac{U_a}{I_a}$$

Er entspricht dem Quotienten von Anodengleichspannung zu Anodengleichstrom.

Für Endtrioden gilt diese Faustformel nicht. Infolge des anders gearteten Kennlinienbildes arbeitet man bei Endtrioden mit Überanpassung. Die günstigsten Werte für den Arbeitswiderstand liegen zwischen 2...4 R_i .

c. Funktionsprinzip des Gegentakt-B-Verstärkers mit Röhren

Wir wissen, dass der B-Verstärker einen grösseren Wirkungsgrad aufweist als ein A-Verstärker. Es ist uns aber auch bekannt, dass der B-Verstärker für Niederfrequenzanwendungen nur im Gegentaktbetrieb möglich ist, wobei jede Röhre nur eine Halbwelle verstärkt.

Eine **Gegentaktschaltung** ist generell eine Schaltungsart, bei welcher die zu verstärkende Signalspannung symmetrisch in zwei gleich grosse Teilspannungen mit entgegengesetzter Phase zerlegt wird. Die beiden Teilspannungen werden in zwei getrennten Verstärkern verstärkt und nach erfolgter Verstärkung wieder zu einem Signal zusammengesetzt. Das Aufteilen des Eingangssignals erfolgt entweder in einem Gegentakttransformator oder in einer Phasenumkehrstufe. Die verstärkten Signale werden in den meisten Fällen in einem Gegentaktausgangstransformator wieder zusammengesetzt.

Wir wollen die Arbeitsweise eines Gegentakt-B-Verstärkers mit Röhren anhand der Schaltung nach Bild 152 betrachten.

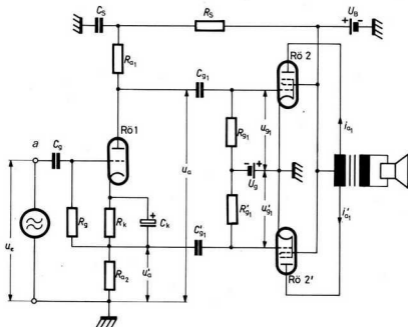


Bild 152

Die Aufteilung und Phasenumkehrung des Eingangssignales erfolgt in dieser Schaltung mittels der Röhre R_ö 1. Diese sehr gebräuchliche Phasenumkehrschaltung heisst **Katodenschaltung**. Die beiden Steuerspannungen für die Eingänge der Endstufe werden dabei an einem einzigen Triodensystem abgenommen. Der Katodenwiderstand ist in die Teilwiderstände R_k und R_{a2} unterteilt. R_k dient als eigentlicher Katodenwiderstand zur Erzeugung der Gittervorspannung. Zur Vermeidung einer unerwünschten Gegenkopplung wird er mit dem Katodenkondensator C_k überbrückt. R_{a2} dient als Arbeitswiderstand. Die an ihm abfallende Ausgangswechselspannung $u_{a'}$ ist mit der Eingangswechselspannung u_e Phasengleich, da sie vom Anodenstrom herrührt, welcher mit der Eingangsspannung in Phase ist. Die an R_{a1} abfallende Spannung ist aus den bekannten Gründen zur Eingangsspannung in Gegenphase. Da beide Arbeitswiderstände gleich gross sind, und beide vom gleichen Anodenstrom durchflossen werden, weisen auch die Teilspannungen u_a und $u_{a'}$ gleiche Amplituden auf. Die Verstärkung einer Katodystufe ist angenähert gleich Zwei, unabhängig von den Röhrendaten.

$$\nu \approx 2$$

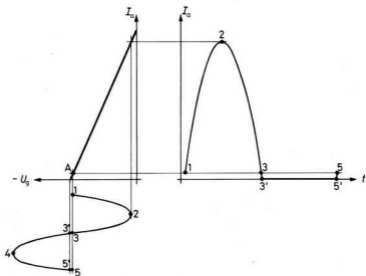


Bild 153

Am Eingang der Gegentaktendstufe stehen somit die beiden gegenphasigen Signale u_{G1} und $u_{G1'}$ zur Verfügung. Der Arbeitspunkt wird so gewählt, dass im Ruhezustand bei fehlender Aussteuerung die Röhre einen kleinen Anodenruhestrom zulässt. Es fließt demzufolge nach Bild 153 nur während den positiven Halbwellen des Steuersignales ein Anodenstrom. Während den negativen Halbwellen bleibt die Röhre gesperrt. Die Primärwicklung des Ausgangsübertragers ist in zwei symmetrische Wicklungshälften unterteilt. Jede Hälfte wird abwechselungsweise vom Anodenwechselstrom durchflossen. Dadurch wird im Gegentaktübertrager das Ausgangssignal wieder zusammengesetzt. Sekundärseitig steht das verstärkte Signal zur Verfügung.

Bild 154 zeigt das Zusammenwirken der verschiedenen Wechselgrößen.

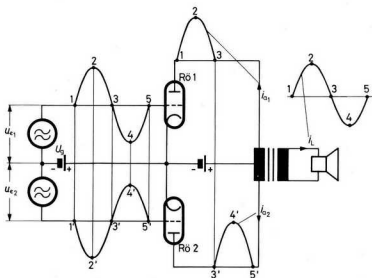


Bild 154

Die Wahl des Arbeitswiderstandes erfolgt wiederum am einfachsten unter Zuhilfenahme des $I_a - U_a$ -Kennlinienbildes. Bei vorgegebener Batteriespannung erreicht das Leistungsdreieck für Leistungspentoden dann seinen Maximalwert, wenn die Widerstandsgerade die Kennlinie für Gitterspannung gleich Null in ihrem Knick im Punkt a schneidet.

Bild 155 illustriert die Verhältnisse im B-Betrieb.

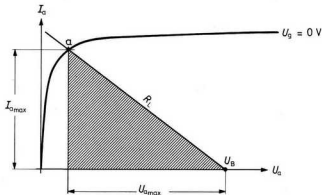


Bild 155

Wir ersehen aus der Neigung der Widerstandsgeraden R_L , dass der Arbeitswiderstand im B-Betrieb kleiner wird als im A-Betrieb. Er nimmt in der Praxis etwa den halben Wert an.

$$R_{LB} = 0,5 R_{LA} \quad \begin{array}{l} R_{LA} = \text{Arbeitswiderstand im A-Betrieb} \\ R_{LB} = \text{Arbeitswiderstand im B-Betrieb} \end{array}$$

Da nie beide Wicklungshälften gleichzeitig Strom führen, ergibt sich für den Arbeitswiderstand von Anode zu Anode gemessen der vierfache Wert des Arbeitswiderstandes einer einzelnen Röhre.

$$R_{aa} = 4 R_{LB} \quad \begin{array}{l} R_{aa} = \text{Arbeitswiderstand von Anode zu Anode gemessen} \\ R_{LB} = \text{Arbeitswiderstand für eine einzelne Röhre im B-Betrieb} \end{array}$$

Der Wert des grafisch ermittelten Arbeitswiderstandes muss noch rechnerisch überprüft werden, um zu verhindern, dass die zulässige Anodenverlustleistung überschritten wird.

$$R_L \cong \frac{U_B^2}{10 P_{vmax}} \quad \begin{array}{l} U_B = \text{Batteriespannung} \\ P_{vmax} = \text{maximal zulässige Anoden-Verlustleistung} \end{array}$$

Der Wirkungsgrad des B-Verstärkers erreicht im günstigsten Fall den Wert von 70%.

$$\eta_{max} = 78\%$$

Die Eingangskennlinien eines Gegentakt-B-Verstärkers können zeichnerisch nach Bild 156 zusammengesetzt werden. Im gekrümmten unteren Teil der Kennlinie erfolgt durch die Gegentaktschaltung eine Linearisierung, womit der Klirrfaktor herabgesetzt wird. Diese Kennlinienkorrektur ist jedoch nur dann möglich, wenn im Ruhezustand ein kleiner Anodenruhestrom in Kauf genommen wird. Diese Tatsache ist auch der Grund, warum B-Verstärker praktisch nie als reine B-Verstärker arbeiten, da der reine B-Verstärker seinen Arbeitspunkt dort hat, wo die I_a-U_g -Kennlinie durch den Anodenstromwert Null geht.

Die Kennlinienkrümmung wird jedoch im Bereich der grösseren Anodenströme nicht kompensiert, sie bleibt erhalten. B-Verstärker arbeiten zur Verringerung des kennlinienbedingten Klirrfaktors meistens mit Gegenkopplung. Der Gegentakt-A-Verstärker weist diesen Nachteil nicht auf, da dort eine Kompensation der Kennlinienkrümmung über den ganzen Kennlinienbereich erfolgt. Gegentakt-A-Verstärker sind deshalb sehr verzerrungsarm. Ein Vorteil, der durch einen schlechten Wirkungsgrad – bei Vollaussteuerung erreicht dieser maximal 50% – erkauft wird.

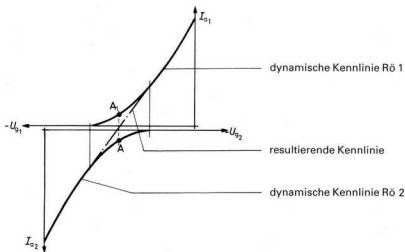


Bild 156

d. Funktionsprinzip des Gegentakt-B-Verstärkers mit Transistoren

Infolge des hohen Wirkungsgrades von theoretisch 78% der Gegentakt-B-Schaltung und dank dem wirtschaftlichen Betrieb – bei fehlender Aussteuerung fließt nur ein sehr geringer Kollektorstrom – sind transistorisierte Niederfrequenzendstufen fast durchwegs als Gegentakt-B-Verstärker aufgebaut. Der hohe Wirkungsgrad bedingt kleinere Kollektorverlustleistung und somit eine geringere Erwärmung des Transistors. Dadurch wird das Temperaturverhalten der Stufe günstiger.

Das Funktionsprinzip des Transistorgegentschalt-B-Verstärkers soll anhand der Schaltung nach Bild 157 untersucht werden.

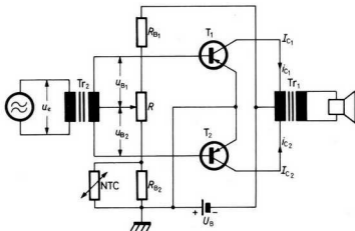


Bild 157

Die Endstufe arbeitet nach denselben Prinzipien wie der Röhrenverstärker. Das Eingangssignal wird im Eingangstransformator Tr2 in die beiden gegenphasigen Teilsignale u_{B1} und u_{B2} aufgeteilt. Eine Phasenumkehrstufe analog der Katodystufe ist mit einem Transistor ebenfalls möglich und wird in transformatorlosen Verstärkern auch oft praktiziert.

Das Gleichstromverhalten der Stufe wird durch die Lage des Arbeitspunktes bestimmt. Die Basisvorspannung wird so gewählt, dass der Arbeitspunkt in Bild 158 einen kleinen Kollektorruhestrom zulässt. Dieser Ruhestrom beträgt etwa 1 .. 2% des maximal zulässigen Kollektorspitzenstromes. Durch diese Arbeitspunkteinstellung werden die Eingangskennlinien der Schaltung wie beim Röhrenverstärker linearisiert. Würde man den Arbeitspunkt auf die U_{CE} -Achse legen, so entstünden bei kleinen Eingangssignalen erhebliche Verzerrungen.

Die zur Arbeitspunkteinstellung notwendige Basisvorspannung wird dem Spannungsteiler $R_{B1}-R-(R_{B2}/\text{NTC})$ entnommen. Das Einstellpotentiometer R erlaubt die genaue Justierung der Kollektorruhestrome I_{C10} und I_{C20} . Auf einen Emitterwiderstand wird verzichtet, die Temperaturstabilisierung erfolgt mit dem NTC-Widerstand im Basisspannungsteiler.

Das Steuersignal u_e wird im Transformator T_{r2} in zwei gleich grosse gegenphasige Signale aufgeteilt. Die beiden Signale u_{B1} und u_{B2} steuern die Transistoren T_1 und T_2 im Gegentakt an. Während den negativen Halbwellen fliesst in den Transistoren ein Kollektorstrom, während den positiven Halbwellen bleiben diese gesperrt. Die beiden Kollektorwechselströme werden im Ausgangstransformator T_{r1} wie bei der Röhrenschaltung wiederum zum Ausgangssignal zusammengesetzt.

Der Wert des Arbeitswiderstandes für die Endtransistoren wird nach Bild 158 grafisch ermittelt.

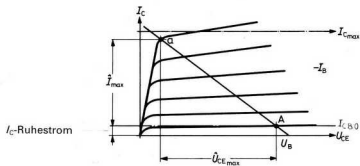


Bild 158

Bei gegebener Speisespannung U_B ist die Widerstandsgerade durch den Wert U_B und den Punkt a festgelegt. Der Schnittpunkt a liegt im Knie der letzten Basisstromkennlinie unterhalb des maximal zulässigen Kollektorstromes, dargestellt durch die Gerade I_{Cmax} . Aus der Neigung der Widerstandsgeraden lässt sich der Wert des Arbeitswiderstandes ermitteln. Auch beim Transistorendverstärker wird der Arbeitswiderstand pro Transistor im B-Betrieb etwa halb so gross wie im A-Betrieb.

$$R_{LB} = 0,5 R_{LA}$$

R_{LB} = Arbeitswiderstand für den einzelnen Transistor im B-Betrieb

R_{LA} = Arbeitswiderstand für den einzelnen Transistor im A-Betrieb

Da nie in beiden Wicklungshälften der Primärwicklung des Ausgangstransformators gleichzeitig ein Kollektorwechselstrom fließt, ergibt sich für den von Kollektor zu Kollektor gemessenen Arbeitswiderstand der vierfache Wert des Arbeitswiderstandes eines Einzeltransistors.

$$R_{CC} = 4 R_{LB} \quad R_{CC} = \text{Arbeitswiderstand von Kollektor zu Kollektor gemessen}$$

$$R_{LB} = \text{Arbeitswiderstand für den einzelnen Transistor im B-Betrieb}$$

Der grafisch ermittelte Arbeitswiderstand des Einzeltransistors muss wie bei der Röhrenschtaltung rechnerisch überprüft werden, um zu verhindern, dass die maximal zulässige Kollektorverlustleistung überschritten wird.

$$R_{LB} \geq \frac{U_B^2}{10 P_{Cv \max}} \quad R_{LB} = \text{Arbeitswiderstand des Einzeltransistors im B-Betrieb}$$

$$U_B = \text{Speisespannung}$$

$$P_{Cv \max} = \text{maximal zulässige Kollektorverlustleistung}$$

4. Beispiele

a. Eintaktverstärker mit Pentode

Die Ausgangsleistung der Schaltung nach Bild 159 soll grafisch bestimmt werden.

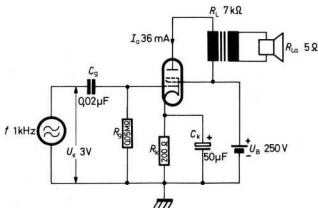


Bild 159

Vorgehen:

1. Schritt: Festlegen des Arbeitspunktes A im I_a-U_a -Diagramm. (Bild 160)
 - Senkrechte auf die U_a -Achse bei 250 V ziehen.
 - Der Schnittpunkt der Senkrechten mit der Leistungshyperbel liegt bei einem Anodenstrom von 36 mA, er bestimmt die Lage des Arbeitspunktes A. Da dieser auf der Hyperbel liegt, wird die Röhre bestmöglichst ausgenutzt.
2. Schritt: Konstruktion der Widerstandsgeraden.
 - Neigung der Widerstandsgeraden für $R_L = 7 \text{ k}\Omega$ festlegen.
 - Widerstandsgerade durch den Arbeitspunkt A in das Diagramm einzeichnen.
3. Schritt: Bestimmen der abgegebenen Niederfrequenzleistung.
 - Festlegen der Aussteuerungsgrenzen auf der Widerstandsgeraden. Der Spitzenwert des Eingangssignals misst 3 V. Der Arbeitspunkt liegt symmetrisch zur Gitterspannungskennlinie -6 V und -8 V . Die Röhre wird daher zwischen -4 V und -10 V durchgesteuert. Die Aussteuerung erfolgt zwischen den Punkten B und C auf der Widerstandsgeraden.
 - Bestimmen der bei voller Aussteuerung entstehenden Anodenwechselspannung und des Anodenwechselstromes. Das Diagramm liefert folgende Werte: $I_a = 47 \text{ mA}_{\text{ss}}$; $U_a = 330 \text{ V}_{\text{ss}}$
 - Berechnen der Niederfrequenzleistung

$$P_{\text{NF}} = \frac{u_{a_{\text{ss}}} \cdot i_{a_{\text{ss}}}}{8}$$

$$P_{\text{NF}} = \frac{330 \cdot 47 \cdot 10^{-3}}{8} \text{ V} \cdot \text{A} = \text{W}$$

$$P_{\text{NF}} = \mathbf{1,94 \text{ W}}$$

- Konstruktion des Leistungsdreiecks und Bestimmen seiner Fläche. Zur Berechnung der Dreiecksfläche können dem Diagramm folgende Werte entnommen werden: $a = 198 \text{ V}$, $b = 20 \text{ mA}$

$$A = \frac{a \cdot b}{2}$$

$$P_{\text{NF}} = \frac{198 \cdot 20 \cdot 10^{-3}}{2} \text{ V} \cdot \text{A} = \text{W}$$

$$P_{\text{NF}} = \mathbf{1,98 \text{ W}}$$

Das Resultat über das Leistungsdreieck stimmt mit der Rechnung praktisch überein. Die kleinen Abweichungen im Resultat sind darauf zurückzuführen, dass die Kennlinien nicht absolut linear verlaufen, der dadurch entstehende Klirrfaktor muss in Kauf genommen werden.

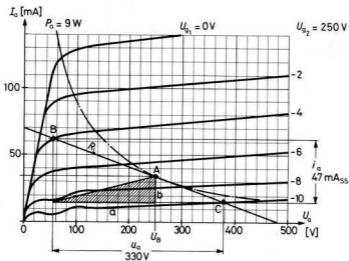


Bild 160

b. Gegentakt-B-Verstärker mit Transistoren

Die Niederfrequenzausgangsleistung des Verstärkers nach Bild 161 soll grafisch aus den Kennlinien ermittelt werden.

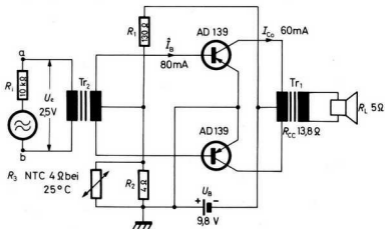


Bild 161

Vorgehen: (Bild 162)

1. Schritt: Festlegen des Arbeitspunktes A.

- Der Arbeitspunkt A wird für einen Kollektorruhestrom von 60 mA senkrecht über der Speisespannung aufgetragen. Dieser Ruhestrom wurde willkürlich gewählt, er sollte 1. . 2% des maximalen Kollektorspitzenstromes betragen. In diesem Fall überschreitet er leicht den Wert von 2%.

2. Schritt: Konstruktion der Widerstandsgeraden.

- Neigung der Widerstandsgeraden bestimmen. Dabei ist zu beachten, dass der erforderliche Belastungswiderstand des Einzeltransistors vier mal kleiner ist als die Belastung von Kollektor zu Kollektor gemessen.
- Die Widerstandsgerade, deren Neigung dem Wert von $3,45 \Omega$ entspricht, wird nun durch den Arbeitspunkt A gelegt.

3. Schritt: Bestimmen der abgegebenen Leistung.

- Die Aussteuerung auf der Widerstandsgeraden erfolgt zwischen den Punkten A und a. Der Punkt a ist gegeben durch den Spitzensteuerstrom von 80 mA gemäss Schaltbild.
- Die volle Aussteuerung ergibt einen Spitzenkollektorstrom von 2,62 A und eine Kollektorspitzenspannung von 9 V.
- Die abgegebene Leistung pro Transistor errechnet sich zu

$$P_{NF} = \frac{I_{C_s} \cdot U_{C_s}}{4}$$

$$P_{NF} = \frac{2,62 \cdot 9}{4} \text{ A} \cdot \text{V} = \text{W}$$

$$P_{NF} = \mathbf{5,9 \text{ W}}$$

Das Produkt aus Kollektorspitzenstrom mal Kollektorspitzenspannung muss durch vier geteilt werden, da ja nur eine Halbwelle wirksam ist.

- Die Leistung der beiden Endtransistoren wird doppelt so gross

$$P_{NF_{tot}} = 2 P_{NF}$$

$$P_{NF_{tot}} = 2 \cdot 5,9$$

$$P_{NF_{tot}} = \mathbf{11,8 \text{ W}}$$

4. Schritt: Kontrolle, ob beim gewählten Belastungswiderstand die maximal zulässige Kollektorverlustleistung nicht überschritten wird.

- Grundformel anschreiben $R_L \cong \frac{U_B^2}{10 \cdot P_{Cv \max}}$

- Zahlenwerte einsetzen und ausrechnen $R_L \cong \frac{100}{10 \cdot 13} \frac{\text{V} \cdot \text{V}}{\text{V} \cdot \text{A}} = \Omega$

$$R_L \cong \mathbf{0,77 \Omega}$$

- Die höchst zulässige Kollektorverlustleistung wird bei weitem nicht erreicht.

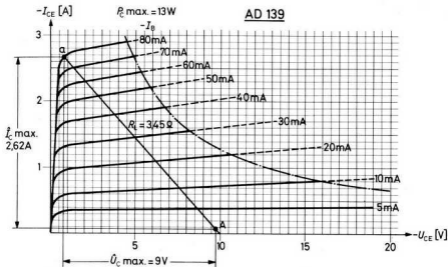


Bild 162

5. Messungen an Niederfrequenzverstärkern

a. Messung der abgegebenen Niederfrequenzleistung

Zur Bestimmung der abgegebenen Niederfrequenzleistung wird der Verstärker nach Bild 163 mit einem rein Ohmschen Widerstand belastet, dessen Wert dem Nennlastwiderstand des Verstärkers entspricht.

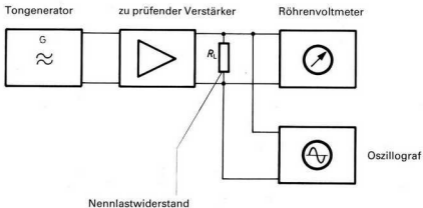


Bild 163

Über dem Belastungswiderstand wird die Niederfrequenzspannung mit einem Röhrenvoltmeter gemessen. Ein parallel zum Belastungswiderstand geschalteter Katodenstrahloszillograf erlaubt eine dauernde Kontrolle der Form des Ausgangssignals.

Der Tongenerator liefert an den Eingang des Verstärkers eine sinusförmige Spannung. Die Sinusform muss in einem guten Verstärker erhalten bleiben. Sobald das Ausgangssignal Deformationen aufweist, deutet dies auf einen Defekt im Verstärker oder auf Übersteuerung hin. Eine Abweichung des Ausgangssignales von der Sinusform ist gleichbedeutend mit Verzerrungen, das heisst, der Verstärker weist einen beträchtlichen Klirrfaktor auf. Die beschriebene Messanordnung gestattet auch auf einfache Art eine relative Kontrolle der Verzerrungsfreiheit eines Verstärkers. Zu diesem Zweck wird der Oszillograf vorerst an den Verstärkereingang geschaltet. Die Vertikalverstärkung wird dabei so eingestellt, dass der ganze Bildschirm ausgeleuchtet wird. Die Zeitbasis wird so einreguliert, dass eine einzige Sinusschwingung sichtbar wird. Diese Sinusschwingung entspricht dem Eingangssignal. Wenn nun das Ausgangssignal die genau gleiche Form aufweist, dann arbeitet der Verstärker linear, er erzeugt keine Verzerrungen. Wir zeichnen nun auf einem transparenten Papier die Kurve des Eingangssignales auf dem Bildschirm nach. Jetzt schliessen wir den Oszillografen an den belasteten Ausgang des Verstärkers. Die Vertikalverstärkung wird so eingestellt, dass wiederum das gleich grosse Bild erscheint. Abweichungen von der Form des Eingangssignales werden nun dank der Kurve auf dem Transparentpapier sofort sichtbar, sobald man dieses auf den Bildschirm legt und die Zeichnung mit dem Oszillogramm erhöht, bis Verzerrungen auftreten, was die beginnende Übersteuerung anzeigt. Kurz vor dem Einsetzen der Übersteuerung wird die Ausgangsspannung gemessen und die Ausgangsleistung nach dem Ohmschen Gesetz berechnet.

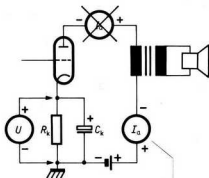
$$P_a = \frac{u_a^2}{R_L}$$

P_a = Ausgangsleistung
 u_a = Ausgangsspannung
 R_L = Belastungswiderstand

b. Kontrolle der Arbeitspunkteinstellung

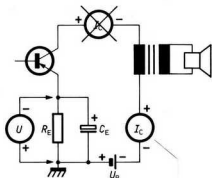
Eine Messung des Anoden- oder Kollektorstromes gibt Auskunft über die richtige Lage des Arbeitspunktes. Diese Messung ist immer dann angezeigt, wenn die abgegebene Leistung nicht stimmt, oder wenn das Ausgangssignal starke Verzerrungen aufweist. Die Messung des Anoden- oder Kollektorstromes sollte nie röhrenseitig oder kollektorseitig vorgenommen werden, der Stromkreis muss am «kalten» Ende des Ausgangstransformators abgetrennt werden, da die langen Messkabel die Stufe zur Erzeugung unerwünschter Schwingungen anregen könnte. Diese störenden Schwingungen liegen meistens im UKW-Bereich, sie werden deshalb nicht gehört, verfälschen jedoch das Messergebnis beträchtlich.

falsch



richtig

falsch



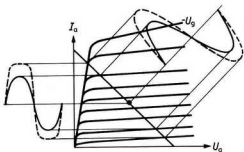
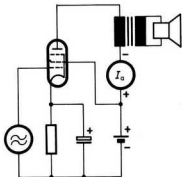
richtig

Bild 164

Eine Messung der Katoden oder Emitterspannung nach Bild 164 ersetzt in den meisten Fällen eine Strommessung, da der Anoden- oder Kollektorstrom aus der Katoden- oder Emitterspannung errechnet werden kann. In vielen Schaltbildern sind die Gleichspannungswerte der Röhren und Transistoren angegeben, man braucht dann nur die gemessenen Katoden- oder Emitterspannungen mit den Werten des Schaltbildes zu vergleichen, um festzustellen, ob der Arbeitspunkt der Stufe richtig liegt.

c. Kontrolle der Aussteuerung des A-Endverstärkers

Die Kontrolle der Aussteuerung eines Röhren- oder Transistorverstärkers im A-Betrieb lässt sich durch eine Anodengleichstrom- oder Kollektorgleichstrommessung durchführen. Der Anodenstrom wird nach Bild 165 gemessen. Gleichzeitig wird das Eingangssignal erhöht. Sobald eine Änderung des Anodenstromes eintritt, bedeutet dies, dass die Stufe übersteuert wird.



— normale Aussteuerung

--- Übersteuerung Anodenstrom weist Verzerrungen auf. Er wird unsymmetrisch, wodurch ein Gleichstromanteil entsteht, der den Anodengleichstrom verändert.

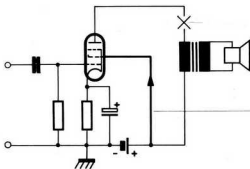
Bild 165

Die gleiche Messung lässt sich auch an transistorisierten Endstufen durchführen.

d. Praktische Hinweise für den Umgang mit Niederfrequenzverstärkern

Fehlende Anodenspannung

Fehlt einer Endstufe infolge eines Unterbruches der Primärwicklung des Ausgangstrafos nach Bild 166 die Anodenspannung, so ist das Gerät unverzüglich abzuschalten, da sonst die Endröhre zerstört werden kann, weil bei fehlender Anodenspannung der Schirmgitterstrom stark ansteigt.



Anodenkreis unterbrochen

der gesamte Katodenstrom fließt über das Schirmgitter ab und zerstört dieses!

Bild 166

Betrieb ohne Belastung

Endverstärker sollen nie ohne Belastung betrieben werden. Bei fehlender Belastung wirkt die Primärwicklung des Transformators sehr hochohmig. Sie stellt praktisch nur noch eine Drossel dar. Dadurch verläuft die Widerstandsgerade im I_a-U_a -Kennlinienfeld sehr flach, wodurch vor allem im A-Betrieb Kollektor- und Anodenspannungen auftreten können, die die Grenzdaten der Transistoren und Röhren überschreiten.

Fehlersuche

Die Fehlersuche in Endverstärkern erfolgt nach denselben Prinzipien wie beim RC-Verstärker. In einer ersten Phase sind die gleichstrommässigen Betriebsdaten zu überprüfen; die dynamischen Daten werden erst in einer zweiten Phase nachgemessen. Wechselspannungsmessungen erfolgen am besten mit einem Röhrenvoltmeter, welchem zur Kontrolle der Signalform ein Oszillograf parallel geschaltet wird.

6. Das Wesentliche

Der Niederfrequenzleistungsverstärker erzeugt die geforderte Niederfrequenzleistung mit möglichst kleinem Klirrfaktor.

Der Eintaktverstärker arbeitet immer als A-Verstärker.

Die Leistung des Eintaktverstärkers wird aus dem I_a-U_a - oder aus dem I_c-U_{CE} -Diagramm ermittelt, indem man die Widerstandsgerade einzeichnet, die Aussteuerungsgrenzen festlegt und dann das Leistungsdreieck konstruiert, dessen Flächeninhalt mit der erzeugten Leistung identisch ist.

Die Wahl des Arbeitswiderstandes für den Eintaktverstärker ist ein Kompromiss zwischen maximaler Leistungsabgabe und minimalem Klirrfaktor. Bei Leistungspentoden entspricht der Arbeitswiderstand ungefähr dem Quotienten aus Anodengleichspannung zu Anodengleichstrom.

Der Gegentakt-B-Verstärker arbeitet mit zwei Endstufen, jede verstärkt eine Halbwelle des Eingangssignales. Die beiden Signalhälften werden im Ausgangsübertrager wieder zusammengesetzt. Zur Aussteuerung wird das Eingangssignal in einem Transformator oder in einer Phasenumkehrstufe in zwei gleich grosse gegenphasige Signale zerlegt. Der Gegentakt-B-Verstärker erreicht einen hohen Wirkungsgrad von maximal 78%. Durch die Gegentaktschaltung erreicht man beim B-Verstärker eine Linearisierung der Kennlinie für kleine Signale, wenn man einen kleinen Anodenruhestrom in Kauf nimmt. Es besteht funktionell kein prinzipieller Unterschied zwischen einem Gegentakt-B-Verstärker mit Röhren und einem solchen mit Transistoren.

7. Repetitionsaufgaben (Lösung Seite 467)

- Welche Bedeutung hat die Leistungshyperbel im I_a-U_a - und im I_c-U_{CE} -Kennlinienfeld für die Wahl des Arbeitspunktes?
- Welches sind die Aufgaben des Ausgangsübertragers in Niederfrequenzstufen?

- c) Welches sind die Kriterien für die Wahl des Arbeitswiderstandes eines Eintakt-A-Endverstärkers?
- d) Bestimmen Sie für den Verstärker nach Bild 167 mit Hilfe der Kennlinien nach Bild 168 die folgenden Werte:
- Niederfrequenzausgangsleistung
 - Niederfrequenzspannung am Lautsprecher (der Ausgangsübertrager wird dabei als verlustfrei angenommen)
 - Wirkungsgrad
 - Katodenwiderstand (der Arbeitspunkt liegt auf der Leistungshyperbel)

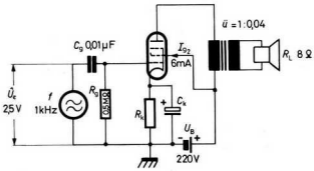


Bild 167

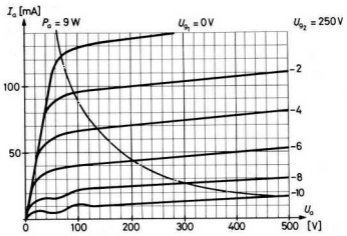


Bild 168

- e) Nennen Sie die Elemente, die bei einem Gegentaktverstärker die Phasenumkehr bewirken.
- f) Warum ist die Spannungsverstärkung der Katodystufe klein? Welche Werte werden erreicht?
- g) Wie gross ist der maximal mögliche Wirkungsgrad eines Gegentakt-B-Verstärkers?
- h) Warum wird beim Gegentakt-B-Verstärker mit Röhren der Arbeitspunkt so gewählt, dass ein kleiner Anodenruhestrom fliesst?
- i) Eine Gegentaktendstufe im B-Betrieb wird mit zwei Transistoren AD 139 nach Bild 169 bestückt. Der Transformator T1 wird als verlustfrei angenommen. Die Stufe wird mit einem Basisspitzenstrom von 80 mA voll angesteuert. Bestimmen Sie grafisch aus Bild 170 die Niederfrequenzausgangsleistung bei voller Aussteuerung. Wie gross wird dabei die Spannung am Lautsprecher?

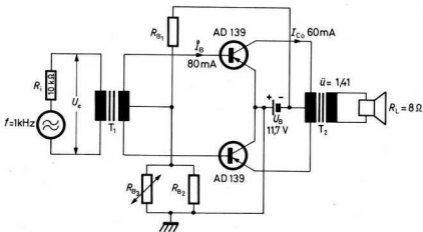


Bild 169

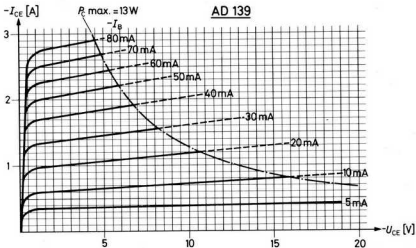


Bild 170

- k) Die Funktionskontrolle einer Niederfrequenzverstärkeranlage hat ergeben, dass die Endstufe nach Bild 149 nicht funktioniert. Am Eingang der Stufe an Punkt a wird ein Signalpegel von $2 V_{\text{eff}}$ gemessen. Sie beobachten während der Messung ein starkes Aufglühen des Schirmgitters. Was tun Sie und wie lautet Ihre Diagnose?
- l) Die Funktionskontrolle lässt auf einen Defekt in der Endstufe eines Gerätes schliessen. Diese Endstufe ist nach Bild 152 geschaltet. Am Punkt a liegt ein Eingangssignal von $1,5 V_{\text{eff}}$. Am Lautsprecher ist kein Signal mehr wahrnehmbar. Die statische Überprüfung der Stufe zeigt, dass die Phasenumkehrstufe keine Anodenspannung aufweist. Der Widerstand R_s ist braun angelaufen, er scheint infolge übermässiger Hitzeentwicklung beschädigt zu sein. Der Widerstand R_{s1} zeigt keine äusseren Spuren, die auf eine Überhitzung hinweisen. Wie lautet Ihre Diagnose und welches ist die nächste Messung, die Sie ausführen?
- m) Die Funktionskontrolle deutet auf einen Defekt in der Transistorendstufe nach Bild 161 hin. Am Eingang zwischen den Punkten a und b liegt ein Eingangssignal von $2,5 V_{\text{eff}}$. Am Lautsprecher wird ein Signal von ca. $5 V_{\text{eff}}$ gemessen. Die Wiedergabe klingt verzerrt und heiser. Wie lautet Ihre Diagnose und welche Messungen führen Sie aus?
- n) Besteht die Möglichkeit, einen angeblich defekten Transistor mit dem Ohmmeter zu prüfen? Wenn ja, wie wird diese Messung ausgeführt und was ist dabei zu beachten?

IV. Der Hochfrequenzverstärker

1. Einführung

Hochfrequenzverstärker sind vor allem in Sende- und Empfangsgeräten anzutreffen. Sie werden überall dort eingesetzt, wo es darum geht, Hochfrequenzsignale zu verstärken. In Empfängern verstärken sie das schwache Signal der Antenne. Im Sender werden Hochfrequenzstufen zur Verstärkung des Oszillatorsignals auf den gewünschten Pegel eingesetzt. Auch Messgeräte erfordern oft Hochfrequenzverstärker.

Im Gegensatz zum RC-Verstärker wirkt der Hochfrequenzverstärker selektiv; er verstärkt nur Signale innerhalb eines bestimmten Frequenzbandes. Die Breite dieses Bandes wird dem Verwendungszweck angepasst. Als Arbeitswiderstände werden Bandfilter oder Schwingkreise verwendet, wodurch das selektive Arbeitsverhalten des Verstärkers entsteht.

Hochfrequenzverstärker sind meistens mit Transistoren oder Röhren bestückt. Spezialverstärker haben als aktives Element Tunnelnennen oder Kapazitätsdioden.

2. Was wissen Sie schon über Hochfrequenzverstärker?

(Lösung Seite 473)

- Welches sind die Vorteile der Pentode als Hochfrequenzverstärker gegenüber der Triode?
- Weist die Pentode gegenüber der Triode auch Nachteile auf?
- Kennen Sie Hochfrequenzverstärker, die mit Trioden bestückt sind?
- Warum ist das Eigenrauschen der Pentode höher als dasjenige der Triode?
- In einem transistorisierten Hochfrequenzverstärker wird ein LC-Schwingkreis als Arbeitswiderstand verwendet. Was stellt dieser Schwingkreis für ein Signal mit der Resonanzfrequenz des Kreises dar?
- Für welche Frequenz wird die Stufenverstärkung des Verstärkers aus Frage e am grössten?
- Wie kann die Stufenverstärkung eines Hochfrequenzverstärkers mit Röhren geregelt werden?
- Lassen sich transistorisierte Hochfrequenzverstärker ebenfalls regeln?

3. Der Hochfrequenzverstärker

a. Definition

Der Hochfrequenzverstärker ist ein selektiver Verstärker. Er verstärkt aus dem Gesamtspektrum nur ein schmales Frequenzband. Als verstärkendes – aktives – Element wird in den meisten Fällen eine Röhre oder ein Transistor verwendet.

b. Der Röhrenverstärker

ba. Funktionsprinzip

Bild 171 zeigt die Schaltung eines einfachen Hochfrequenzverstärkers mit einer Pentode. Im Prinzip ist der Hochfrequenzröhrenverstärker gleich aufgebaut wie der Niederfrequenzröhrenverstärker. An Stelle des ohmschen Arbeitswiderstandes tritt beim Hochfrequenzverstärker ein Parallelschwingkreis.

Das **Gleichstromverhalten** der Stufe wird durch die Betriebsspannungen bestimmt. Der Anodengleichstrom fließt vom Pluspol der Spannungsquelle U_B über den Siebwiderstand R_S und die Spule L des Schwingkreises durch die Röhre und über den Katodenwiderstand R_k zurück zur Batterie.

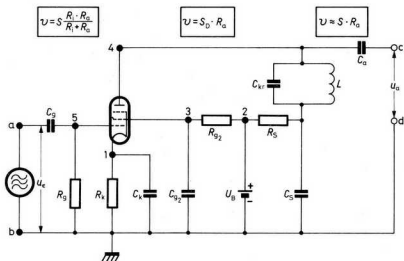


Bild 171

R_k erzeugt wie beim NF-Verstärker die Gittervorspannung. R_S dient als Siebwiderstand für die Anodenspannung der Stufe. Das Gitter wird über den Gitterableitwiderstand R_g an Masse gelegt. Die Schirmgitterspannung wird der Röhre über den Vorwiderstand R_{g2} zugeführt. Dieser wird so bemessen, dass der durch den Schirmgitterstrom verursachte Spannungsabfall so gross wird, dass sich die gewünschte Schirmgitterspannung einstellt.

Das **Wechselstromverhalten** der Stufe wird primär durch den Schwingkreis $L-C_{kr}$ bestimmt. Das HF-Signal u_g des Generators gelangt über den Kopplungskondensator C_g auf das Steuergitter der Röhre. Der Anodenstrom wird im Rhythmus der Frequenz dieser HF-Spannung gesteuert. Wie beim NF-Verstärker wird durch diesen Vorgang dem Anodengleichstrom eine Wechselstromkomponente überlagert. Dieser Wechselstromanteil verursacht über dem Anodenschwingkreis einen Spannungsabfall. Dieser Spannungsabfall ist äusserst gering, solange die Frequenz des Eingangssignals nicht der Resonanzfrequenz des Schwingkreises entspricht. Wir erinnern uns der Tatsache, dass ein Parallelschwingkreis im Resonanzfall einen rein Ohmschen Widerstand darstellt, dessen Wert durch das LC-Verhältnis und die Kreisgüte bestimmt ist. Für Frequenzen oberhalb und unterhalb der Resonanzfrequenz wirkt der Kreis kapazitiv oder induktiv. Die Impedanz wird dabei umso kleiner, je weiter die Betriebsfrequenz von der Resonanzfrequenz entfernt ist. Wir wissen vom NF-Verstärker her, dass die Stufenverstärkung mit zunehmendem Arbeitswiderstand ansteigt. Wird nun dem HF-Verstärker ein Signal zugeführt, dessen Frequenz der Resonanzfrequenz des Anodenkreises entspricht, so erfährt dieses Signal die grösste Verstärkung, da der Schwingkreis für diese Frequenz seine höchste Impedanz aufweist. **Die Verstärkung erfolgt selektiv. Es werden nur Wechselspannungen verstärkt, deren Frequenz der Resonanzfrequenz des Anodenschwingkreises entspricht.** Bild 171 enthält die Berechnungsformel für die Verstärkung.

Die Herkunft der Formel soll nicht bewiesen werden, da dies nur unter Zuhilfenahme eines Ersatzschaltbildes möglich ist. Die Formel

$$v = S \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$$

stimmt für alle Fälle. Die Faustformel $v = S \cdot R_a$ dagegen nur, wenn R_i erheblich grösser ist als R_a , was für die meisten Schaltungen mit Pentoden zutrifft.

Grundsätzlich wäre die beschriebene Schaltung auch mit einer Triode denkbar. Die Triode weist jedoch zwei gravierende Nachteile auf, die den Einsatz in HF-Stufen erschweren: Der Innenwiderstand der Triode ist relativ klein, er bewegt sich in der Grössenordnung von einigen $10 \text{ k}\Omega$. Dieser niedere Innenwiderstand liegt parallel zum Anodenschwingkreis. Im Mittelwellenbereich erreichen Anodenschwingkreise im Resonanzfall Impedanzen, die über $100 \text{ k}\Omega$ liegen. Diese Schwingkreise werden aber durch den kleineren Innenwiderstand der Triode stark bedämpft. Als Folge davon sinkt die Verstärkung nach der Formel

$$v = S \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$$

beträchtlich ab. Gleichzeitig wird die Trennschärfe – Selektivität – der Stufe schlechter, da die durch die Bedämpfung grösser gewordene Bandbreite des Kreises die Bandbreite der Stufe anwachsen lässt. Die Pentode vermeidet diesen Nachteil, da deren grosser Innenwiderstand – er kann grösser als $1 \text{ M}\Omega$ werden – den Anodenschwingkreis nur schwach bedämpft.

Der zweite Nachteil der Triode ist durch deren grosse Gitter-Anodenkapazität bedingt. Diese liegt in der Grössenordnung von 1 bis 2 pF für Spannungsverstärker-
röhren. Über diese Kapazität gelangt nun ein Teil des Ausgangssignales auf das
Gitter zurück. Diese Rückwirkung verursacht eine unerwünschte Beeinflussung
des Eingangssignales, die in vielen Fällen zur Erzeugung von Schwingungen
führen kann. Die Stufe arbeitet dann nicht mehr als Verstärker sondern als Gene-
rator. Die sehr kleinen Gitter-Anodenkapazitäten von Pentoden – diese bewegen
sich in der Grössenordnung von Tausendstelpicofarad – lassen diese unge-
wollte Schwingungserzeugung nicht aufkommen.

bb. Geregelte HF-Verstärker

Verwendet man an Stelle einer gewöhnlichen Pentode eine Regelpentode, so
lässt sich die Verstärkung der Stufe durch Verändern der Steuergittervorspan-
nung regeln. Die meisten Rundfunkempfänger enthalten geregelte Stufen, um
die Feldstärkeunterschiede der verschiedenen Empfangssignale auszugleichen.
Man erreicht dadurch für ganz unterschiedliche Antennenspannungen eine bei-
nahe konstante Wiedergabelautstärke. Die Regelspannung wird dem Steuergit-
ter in Form einer negativen Vorspannung zugeführt. Diese Regelspannung
verschiebt auf der I_a-U_g -Kennlinie den Arbeitspunkt in den Bereich der kleineren
Steilheit. Da die erreichbare Stufenverstärkung der Steilheit proportional ist,
sinkt bei kleiner werdender Steilheit die Verstärkung ab. Bild 172 zeigt den Regel-
vorgang anhand der Röhrenkennlinie.

Im Arbeitspunkt A_1 ist die Steilheit gross und der Anodenwechselstrom i_{a1} be-
trächtlich, was eine grosse Stufenverstärkung bewirkt. Wird der Arbeitspunkt
durch Erhöhen der negativen Gittervorspannung nach A_2 verschoben, so sinkt die
Steilheit rapide ab. Das gleich grosse Eingangssignal bewirkt in diesem Fall
einen viel kleineren Anodenwechselstrom. Die Stufenverstärkung sinkt entspre-
chend ab.

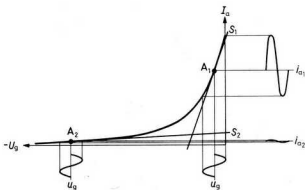


Bild 172

Das Regelverhalten der Stufe wird durch die Art der Gewinnung der Schirmgitterspannung beeinflusst. Es wird unterschieden zwischen **fester Schirmgitterspannung** und **gleitender Schirmgitterspannung**. Die feste Schirmgitterspannung wird mit einem Spannungsteiler erzeugt. Dieser wird so dimensioniert, dass der Querstrom durch den Teiler 5 bis 10mal grösser wird als der Schirmgitterstrom. Diese Art der Schirmgitterspannungserzeugung bewirkt eine **harte Regelung**. Unter harter Regelung versteht man ein sofortiges wirksames Einsetzen des Regelvorganges bei kleiner Regelspannung. Bild 173 zeigt eine geregelte HF-Stufe mit fester Schirmgitterspannung.

Kleine Regelspannung genügt zur Regelung der Stufe

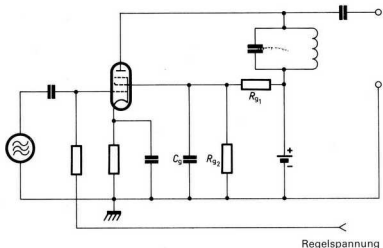


Bild 173

Der harte Verlauf der Regelkennlinie verursacht Verzerrungen. Der Anodenschwingkreis unterdrückt weitgehend die Verzerrungen, da die Oberwellen im Kreis kurzgeschlossen werden. Bei modulierten Signalen kann sich trotzdem eine Verzerrung des Ausgangssignals bemerkbar machen.

Regelstufen, die mit **gleitender Schirmgitterspannung** arbeiten, vermeiden diesen Nachteil weitgehend. Infolge des weicheren Verlaufes der Schirmgitterspannung wird dabei über einen Vorwiderstand gewonnen. Diese wird dadurch abhängig von der angelegten Regelspannung. Wird zur Verminderung der Verstärkung die Gittervorspannung negativer gemacht, so steigt die Schirmgitterspannung an, da der Schirmgitterstrom durch die Regelung herabgesetzt wird. Eine Zunahme der Schirmgitterspannung hat aber auch ein Ansteigen der Verstärkung zur Folge. Die gleitende Schirmgitterspannung wirkt demzufolge dem Regelvorgang entgegen. **Die Regelung setzt weicher ein.** Bild 174 zeigt eine geregelte HF-Stufe mit gleitender Schirmgitterspannung.

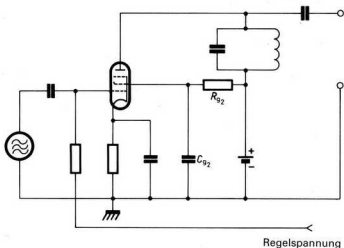


Bild 174

bc. Das Widerstandsrauschen

Das Rauschen in Ohmschen Widerständen entsteht durch die wärmebedingten Schwirrbewegungen der freien Leitungselektronen. Elektronen sind Ladungsträger, bewegte Ladungsträger erzeugen im Leiter eine Spannung. Je rascher die Bewegung der Elektronen erfolgt und je höher der Widerstand des Leiters ist, desto grösser wird die Spannung an den Enden des Leiters. Da die Temperatur des Leiters die Bewegungen der Ladungsträger verursacht, werden diese mit zunehmender Temperatur intensiver. Die erzeugte Rauschspannung muss deshalb mit steigendem Widerstandswert des Leiters und mit grösser werdender Leitertemperatur zunehmen. Die an einem Ohmschen Widerstand auftretende Spannung ist nicht nur durch die Leitertemperatur und den Widerstandswert bestimmt, sondern auch noch durch die Bandbreite, innerhalb welcher die Rauschspannung genutzt wird. Die Rauschspannung eines Widerstandes bei Zimmertemperatur lässt sich sehr einfach errechnen:

$$U_R = 0,126 \sqrt{R \cdot \Delta f} \quad (\text{Temperatur} = 20^\circ \text{C})$$

U_R = Rauschspannung in μV

R = Widerstand in $\text{k}\Omega$

Δf = Bandbreite in kHz

Beim Widerstandsrauschen handelt es sich um «Weisses Rauschen». Die errechnete Rauschspannung wird wesentlich grösser, wenn der Widerstand von einem Gleich- oder Wechselstrom durchflossen wird. Die Berechnungsformel erklärt die Zunahme des Rauschens eines Rundfunkempfängers, wenn vom Mittelwellenbereich auf Ultrakurzwellen umgeschaltet wird, da die Bandbreite für UKW-Empfang um ein Vielfaches grösser ist als für Mittelwellenempfang. Grössere Bandbreite erzeugt grössere Rauschspannung.

bd. Schwingkreisrauschen

Schwingkreise stellen für Signale mit der Resonanzfrequenz rein Ohmsche Widerstände dar. Diese Wirkwiderstände erzeugen Rauschspannungen wie Ohmsche Widerstände. Im Eingangskreis eines Empfängers entstehen somit Rauschpegel, die in ungünstigen Fällen Werte von einigen μV annehmen können. Von guten Empfängern wird jedoch erwartet, dass sie Signale ab $1\mu\text{V}$ hörbar machen. Die Schwingkreise und die Eingangsschaltungen von Empfängern werden deshalb so dimensioniert, dass sie einen möglichst geringen Rauschpegel an die erste Röhre oder den ersten Transistor liefern.

be. Das Röhrenrauschen

Wir wissen bereits, dass auch Röhren ein zusätzliches Rauschsignal erzeugen. Da die Elektronen nicht gleichzeitig auf die Anode auftreffen, entsteht eine Rauschspannung. Dieses durch den **Schrotrrauschen** verursachte Rauschen – Schrottrauschen – bestimmt das Rauschverhalten von HF-Trioden. Bei Mehrgitterröhren kommt das **Stromverteilungsrauschen** als weitere Rauschquelle hinzu. Das Stromverteilungsrauschen hat seine Ursache in der Aufteilung des Katodenstromes in Anodenstrom und Schirmgitterstrom. Da diese Aufteilung immer von statistischen Zufälligkeiten und Unregelmässigkeiten abhängt, entsteht dabei eine zusätzliche Rauschspannung. Eine Pentode zeigt demzufolge ein bedeutend schlechteres Rauschverhalten als eine Triode. Je steiler eine Röhre ist, desto günstiger werden ihre Rauscheigenschaften. Um das Rauschverhalten von Röhren kennzeichnen zu können, werden alle Rauschquellen der Röhre nach Bild 175 in einem gitterseitig **gedachten, äquivalenten Rauschwiderstand zusammengefasst**.

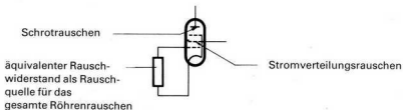


Bild 175

Dieser äquivalente Rauschwiderstand erzeugt ein Rauschen, das stellvertretend ist für das gesamte Röhrenrauschen. Würde man gitterseitig einen Widerstand mit dem Wert des äquivalenten Rauschwiderstandes anschliessen, so entstünde am Ausgang der Röhre – die ohne Eigenrauschen gedacht ist – eine Spannung, die der Rauschspannung entspricht, die die rauschende Röhre erzeugt. Der äquivalente Rauschwiderstand ist somit ein Mass für das Rauschverhalten der Röhre. Moderne Trioden weisen Werte von 0,3...2 kΩ und Pentoden solche von 1...10 kΩ für den äquivalenten Rauschwiderstand auf.

Eine einfache Berechnungsformel zeigt deutlich den Einfluss der verschiedenen Faktoren auf das Röhrenrauschen:

Triode: $R_{ae} \approx \frac{3}{S} \text{ k}\Omega$ S in mA/V

Pentode: $R_{ae} \approx \frac{2,5}{S} \frac{I_a}{I_k} \left(1 + 8 \frac{I_{g2}}{S}\right) \text{ k}\Omega$

I_a, I_{g2}, I_k in mA
 S in mA/V

Im Klammerausdruck kommt der Anteil des Stromverteilungsrauschens zum Ausdruck.

Die Triode wird wegen ihrem günstigen Rauschverhalten oft in UKW-Empfängern in der Eingangsstufe eingesetzt.

bf. Der Eingangswiderstand der HF-Verstärkerröhre

Im unteren Frequenzbereich darf der Eingangswiderstand der Röhre zwischen Gitter und Katode dem Isolationswiderstand gleichgesetzt werden. Bei hohen Frequenzen im UKW-Gebiet oder im Bereich der VHF-Bänder muss jedoch mit dem **elektronischen Eingangswiderstand** der Röhre gerechnet werden. Dieser elektronische Eingangswiderstand weist eine ohmsche Komponente in der Gröszenordnung von einigen kΩ auf. Sein Wert ist stark frequenzabhängig.

$$r_{el} = k \cdot \frac{\lambda^2}{S}$$

r_{el}	in kΩ
Wellenlänge λ	in m
S	in mA/V
k	ist eine Röhrenkonstante

Der elektronische Eingangswiderstand hat seine Ursache in der endlichen Laufzeit der Elektronen in der Röhre. Die Elektronen benötigen eine gewisse – wenn auch kurze – Zeit, um von der Katode zum Gitter zu gelangen. Bei sehr hohen Frequenzen tritt nun eine Phasenverschiebung zwischen der Gitterwechselspannung und dem Katodenstrom auf, da ein Elektronenpaket, das infolge einer positiven Halbwelle am Gitter die Katode verlässt, bereits auf die negative Halbwelle stösst, wenn es das Gitter erreicht. Bei tiefen Frequenzen fliesst zwischen Gitter und Katode nur ein kapazitiver Blindstrom. Dieser wird durch die Gitter-

Katodenkapazität verursacht. Die durch den Laufzeiteffekt bei sehr hohen Frequenzen auftretende Phasenverschiebung wirkt sich wie die Parallelschaltung eines Ohmschen Widerstandes zur Gitter-Katodenstrecke aus.

Die kleinen Werte des elektronischen Eingangswiderstandes für hohe Frequenzen bedämpfen die Eingangskreise der Röhre stark.

bg. Die dynamische Eingangskapazität

Im Betriebsfall ist zwischen Gitter und Katode nicht nur die Gitter-Katodenkapazität wirksam. Für den Wert der Eingangskapazität ist auch die Gitter-Anodenkapazität massgebend. Die Vorgänge, die dazu führen, sind recht komplex und sollen hier nicht behandelt werden. Der Praktiker soll lediglich wissen, dass im Betriebsfall die Eingangskapazität nicht nur durch die Kapazität der Gitter-Katodenstrecke bestimmt ist.

$$C_{e\text{ dyn}} = C_{gk} + C_{ga} (1 + \nu)$$

Die Gitter-Anodenkapazität erscheint mit dem Wert der Verstärkung multipliziert parallel zur Eingangskapazität. Diese Tatsache ist bei Trioden wichtig, da dort die Kapazitäten zwischen Anode und Gitter etwa 1..2 pF betragen. Bei Schaltungen mit Pentoden darf der Kapazitätzuwachs meistens vernachlässigt werden, da die Gitter-Anodenkapazitäten in der Grössenordnung von einigen Tausendstel pF liegen.

bh. Kopplungsarten von HF-Verstärkerstufen

Die einfachste Art der Kopplung erfolgt kapazitiv vom Anodenschwingkreis über eine Koppelkapazität zum Gitter der nächsten Stufe wie in Bild 176.

Kopplung mit nur einem Schwingkreis zwischen den Stufen

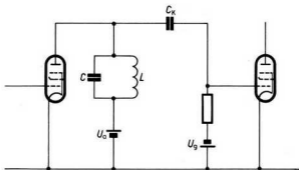


Bild 176

Diese Kopplungsart wird überall dort verwendet, wo an die Bandbreite oder an die Durchlasskurve des Verstärkers keine besonders hohen Ansprüche gestellt werden, beispielsweise als HF-Vorverstärker in Empfängern oder als HF-Stufe in Sendern. Die Kopplung mit nur einem Schwingkreis erlaubt die höchste Verstärkung. Überall dort, wo der Verstärker eine bestimmte Bandbreite einhalten muss, werden die Stufen über Bandfilter gekoppelt, wovon Bild 177 ein Beispiel zeigt. Die Bandfilterkopplung bringt eine Einbusse an Verstärkung mit sich. Unter der Voraussetzung, dass Primär- und Sekundärkreis gleich aufgebaut sind, und dass die Kopplung kritisch eingestellt ist, ergibt sich die halbe Verstärkung gegenüber dem Verstärker mit Einzelkreis.

kritische Kopplung

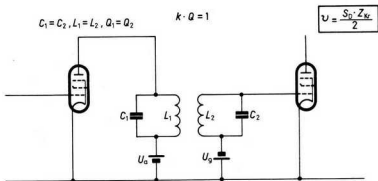


Bild 177

Der Verstärkungsrückgang tritt auf, weil der wirksame Arbeitswiderstand, gebildet durch das Filter, nur halb so gross ist wie beim gleichwertigen Einzelkreis. Ein symmetrisch aufgebautes Filter kann bei kritischer Kopplung für den Resonanzfall als Parallelschaltung der Resonanzwiderstände der beiden Kreise aufgefasst werden.

Durch die Hintereinanderschaltung von abgestimmten Verstärkern wird die Gesamtbandbreite – über alles Bandbreite – immer kleiner als die Bandbreite der einzelnen Stufe. Für Verstärker mit Einzelkreisen ergibt sich folgende Gesamtbandbreite:

$$b_{\text{ges}} = \frac{f_0}{Q} \sqrt{2 \frac{1}{n} - 1} \quad n = \text{Anzahl Kreise}$$

Je mehr Stufen hintereinander geschaltet werden, desto schmaler wird die Gesamtbandbreite.

bi. Verzerrungen in HF-Verstärkerstufen

Der nichtlineare Verlauf der Kennlinien – insbesondere bei Regelröhren – verursacht auch in HF-Verstärkern Verzerrungen. Sollen nur unmodulierte Signale verstärkt werden, dann stören diese Verzerrungen weiter nicht, da die dabei entstehenden Oberwellen im Anodenschwingkreis weitgehend unterdrückt werden, weil der Schwingkreiskondensator für diese Harmonischen im Vergleich zum Resonanzwiderstand einen kleinen Blindwiderstand darstellt. Die Oberwellen werden im Schwingkreiskondensator kurzgeschlossen. Sollen jedoch modulierte Signale verstärkt werden, dann ist auf eine möglichst verzerrungsarme Verstärkung zu achten.

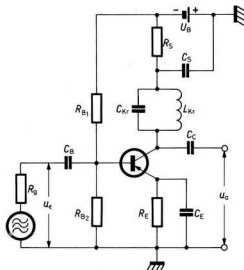
Verzerrungen in HF-Verstärkern verursachen **Modulationsverzerrungen** und **Kreuzmodulation**. Um diese Begriffe verständlich zu machen, müssen wir unserem Stoffplan etwas vorgreifen und uns kurz über das Wesen der Modulation unterhalten. Der Sender strahlt ein Hochfrequenzsignal ab. Wenn keine Information übertragen wird – beispielsweise während einer Sendepause – ist dieses Hochfrequenzsignal unmoduliert. Es handelt sich bei diesem unmodulierten Signal um eine rein sinusförmige Spannung. Wird nun Sprache, Musik oder eine andere Information übertragen, so wird dieses Modulationssignal dem Hochfrequenzsignal aufmoduliert. Der Empfänger verstärkt das empfangene modulierte Hochfrequenzsignal. In einer speziellen Stufe – dem Demodulator – erfolgt die Demodulation. Dabei wird das Modulationssignal vom Hochfrequenzsignal getrennt. Auf einem einwandfreien Übertragungsweg – vom Mikrofon im Sendestudio bis zum Lautsprecher beim Hörer – darf das Signal keine wesentlichen Verfälschungen erfahren. Ein sinusförmiges Modulationssignal soll auch am Lautsprechereingang noch sinusförmig sein. Verzerrungen in Hochfrequenzverstärkern beeinträchtigen die Modulation. Das Modulationssignal wird dabei verzerrt. Diese Art von Verzerrungen heissen **Modulationsverzerrungen**. Um sie gering zu halten, muss der HF-Verstärker möglichst linear arbeiten.

Die **Kreuzmodulation** ist eine weitere unangenehme Begleiterscheinung, die bei nichtlinearem Verhalten von HF-Verstärkern auftritt. Sie hören mit ihrem Rundfunkempfängern die Sendung eines weit entfernten Senders. Die Empfangsfeldstärke ist gering. Sie reicht jedoch aus, um einen befriedigenden Empfang zu gewährleisten. Plötzlich ertönt aus dem Lautsprecher ein weiteres Programm. Sie hören zwei Sendungen gleichzeitig. Sie hören das gewünschte Programm und gleichzeitig hören Sie die Darbietung des Ortssenders. Dies, obwohl der Ortssender nicht auf derselben Frequenz arbeitet wie der entfernte Sender. Der beschriebene Effekt beruht auf der Kreuzmodulation. Kreuzmodulation tritt dann auf, wenn an einer nichtlinearen Eingangsstufe neben einem Nutzsignal ein starkes Störsignal liegt. Die Frequenz des Störsignals ist dabei verschieden von derjenigen des Nutzsignals. Infolge der Kennlinienkrümmung der Eingangsstufe wird das Nutzsignal zusätzlich mit dem Modulationssignal des störenden Senders moduliert. Die Störung verschwindet, sobald entweder die Modulation des störenden Senders oder das Nutzsignal abgeschaltet werden. Kreuzmodulation lässt sich weitgehend verhindern, durch entsprechend gute Vorselektion und durch die Wahl von verzerrungsfrei arbeitenden HF-Eingangsverstärkern.

c. Der Transistorverstärker

ca. Funktionsprinzip

Bild 178 zeigt die Schaltung eines einfachen HF-Verstärkers mit einem Transistor. Das Funktionsprinzip entspricht weitgehend demjenigen der Röhrenschtaltung.



$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{BE}}$$

$$V = S \cdot Q \cdot X_{L_{Kr}}$$

$$V = S \cdot R_a \left(1 - \frac{a_o}{a_B} \right)$$

$$R_a = \text{Ausgangswiderstand} = \frac{1}{h_{22}}$$

a_o = Leerlaufdämpfung

a_B = Betriebsdämpfung

Bild 178

Das **Gleichstromverhalten** der Stufe wird durch die angelegten Betriebsspannungen bestimmt. Die Basisvorspannung wird wie beim NF-Verstärker am Spannungsteiler $R_{B1}-R_{B2}$ abgegriffen. Die Stabilisierung des Arbeitspunktes erfolgt auch beim HF-Verstärker mittels des Emitterwiderstandes R_E .

Steigt infolge einer Zunahme der Umgebungstemperatur der Kollektorstrom I_C an, so erhöht sich der Spannungsabfall über R_E , was zu einem Absinken der wirk-samen Vorspannung zwischen Basis und Emitter führt. Ein Zurückgehen der Basis-Emitterspannung wirkt dem temperaturbedingten Kollektorstromanstieg entgegen. Der Widerstand R_s dient zusammen mit dem Kondensator C_s der zu-sätzlichen Siebung des Kollektorstromes.

Das **Wechselstromverhalten** der Schaltung wird weitgehend durch den Schwingkreis $L_{Kf}-C_{Kf}$ bestimmt. Das HF-Signal des Generators gelangt über den Kopplungskondensator C_B auf die Basis des Transistors. Der Kollektorstrom wird im Rhythmus der Frequenz dieses HF-Signals gesteuert. Dem Kollektorgleich-strom wird eine Wechselstromkomponente überlagert. Dieser Wechselstrom-anteil verursacht über dem Anodenschwingkreis einen Spannungsabfall. Das se-lektive Verhalten der Stufe kommt nach den gleichen Gesetzmässigkeiten zu-stande wie bei Röhrenverstärkern.

cb. Anpassungsprobleme

Wie beim transistorisierten NF-Verstärker stellt sich auch beim HF-Verstärker das Problem der Anpassung. Dem relativ hochohmigen Ausgang der Stufe folgt der niederohmige Eingang der nächsten Stufe. Das Problem lässt sich mit Hilfe von Bandfiltern nach Bild 179 einfach lösen.

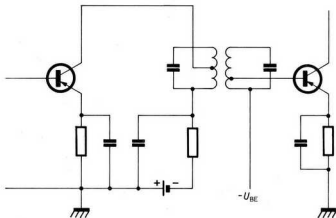


Bild 179

Damit der Primärkreis durch die Ausgangsimpedanz des Transistors nicht zu stark bedämpft wird, erfolgt der Anschluss über einen Abgriff an der Kreisinduktivität. Die Basis der folgenden Stufe wird ebenfalls über einen Abgriff an den Sekundärkreis angeschlossen. Durch geeignete Wahl der Abgriffe lassen sich Ausgangs- und Eingangsimpedanz sauber aufeinander anpassen. Bei einfacheren Geräten tritt an Stelle des Sekundärkreises eine Sekundärwicklung. Die Windungszahl dieser Sekundärwicklung ist so bemessen, dass beide Stufen richtig aneinander angepasst sind.

cc. Die Neutralisation

Transistorisierte HF-Stufen lassen sich nicht so problemlos bauen wie mit Pentoden. Im Transistor ist zwischen der Basis und dem Kollektor ein RC-Glied wirksam. Dieses Glied wird aus dem internen Widerstand R_{BC} und dem internen Kondensator C_{BC} gebildet. Über dieses RC-Glied wirkt ein Teil der Kollektorwechselspannung auf die Basis zurück. Zusammen mit dem Basis- und dem Kollektorschwingkreis kann die Rückkopplungskapazität C_{BC} die Stufe zu unerwünschten Schwingungen anregen. Die Entwicklung tendiert dahin, Transistoren zu bauen, bei welchen die Basis-Kollektorkapazität so klein wird, dass sie sich nicht mehr störend auswirken kann. Im Handel sind bereits Transistoren erhältlich, die diese Bedingung bei mittleren Frequenzen erfüllen. Für das Gros aller HF-Transistoren muss jedoch diese störende Rückwirkung vom Kollektor auf die Basis kompensiert werden. Die unerwünschten Blind- und Wirkwiderstände müssen **neutralisiert** werden. Zu diesem Zweck wird über Neutralisationsglieder der Basis eine Spannung zugeführt, die den gleichen Betrag, aber entgegengesetzte Phase aufweist, wie die Spannung, die über R_{BC} und C_{BC} auf die Basis gelangt. Diese um 180° phasenverschobene Wicklung des Primärkreises wird entweder an einer zusätzlichen Wicklung des Primärkreises des Filters oder über der Sekundärwicklung desselben abgenommen. Wird die Neutralisationsspannung sekundärseitig abgenommen, so ist darauf zu achten, dass die Sekundärwicklung entgegengesetzt gewickelt ist. Zudem darf der Sekundärkreis nicht abgestimmt sein, da die Phasenverschiebung zwischen Primärspannung und Sekundärspannung beim abgestimmten Bandfilter im Resonanzfall 90° beträgt. Die Neutralisation fordert dagegen eine Phasenverschiebung von 180° . Bild 180 zeigt die Gewinnung der Neutralisationsspannung ab einer Zusatzwicklung zum Primärkreis, während in Bild 181 die Neutralisationsspannung sekundärseitig abgegriffen wird.

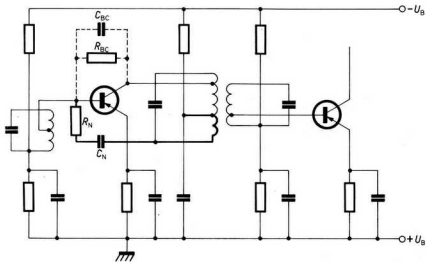


Bild 180

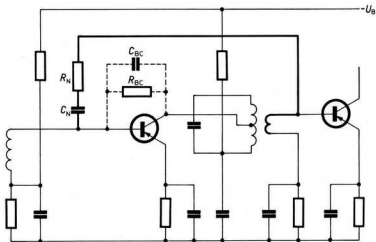


Bild 181

Die Neutralisationsglieder R_N und C_N werden genau abgeglichen, so dass die schädliche Rückwirkungsspannung am Eingang der Stufe vollständig kompensiert wird.

cd. Die Regelung von transistorisierten HF-Verstärkern

Da in Empfängern transistorisierte Verstärkerstufen die gleiche Aufgabe zu erfüllen haben wie Röhrenstufen, müssen diese auch regelbar sein. Der Transistorverstärker lässt sich grundsätzlich regeln, da er eine nichtlineare Kennlinie aufweist. Der Verlauf der Transistorkennlinie hat für eine Regelung jedoch nicht die günstige Form, wie eine Regelpentode. Hinzu kommt, dass sich der Transistor nicht leistungslos regeln lässt. Die erforderliche Regelleistung muss in einem Regelleistungsverstärker gewonnen werden. Dieser Nachteil ist nicht schwerwiegend. Es lassen sich nämlich die Funktion des Regelleistungsverstärkers und diejenige eines NF-Verstärkers vom gleichen Transistor erfüllen. Beim Transistor unterscheidet man drei verschiedene Arten von Regelung, wobei Kombinationen möglich sind.

Bei der **Abwärtsregelung** wird der Kollektorstrom durch die Regelspannung verkleinert. Dieses Verfahren setzt die **Steilheit S** des Transistors **herab**. Der Begriff der Steilheit für einen Transistor wurde der Röhrentechnik entliehen. Er hat dieselbe Bedeutung wie für die Röhre:

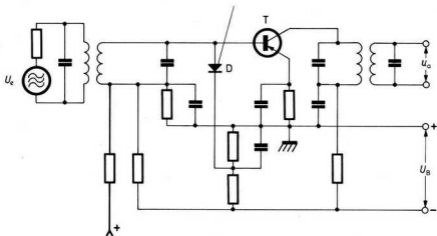
$$S = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{BE}}$$

Die Steilheit des Transistors entspricht dem Verhältnis von Kollektorstromänderung zu Basis-Emitterspannungsänderung. Da die erreichbare Verstärkung der Steilheit proportional ist, lässt sich diese über eine veränderliche Steilheit regeln. Das Prinzip entspricht der Regelung einer Röhrenstufe. Die Abwärtsregelung zeigt jedoch eine unerwünschte Begleiterscheinung. Mit kleiner werdendem Kollektorstrom steigt der Eingangswiderstand des Transistors an. Es tritt dadurch eine zusätzliche Entdämpfung des Eingangskreises auf. Das bedingt eine Verkleinerung der Bandbreite. Kräftige Eingangssignale werden deshalb mit kleinerer Bandbreite verstärkt. Das Gegenteil wäre jedoch erwünscht, da eine Herabsetzung der Bandbreite – wie wir später sehen werden – einer Beschneidung des Frequenzumfanges der empfangenen Sendung bewirkt. Die Abwärtsregelung wird daher meistens nur in Kombination mit einer geregelten Diode verwendet.

Die Diode liegt dabei parallel zum Eingang des geregelten Transistors. Für kleine Signale bleibt sie gesperrt. Treffen grosse Signale ein, so wird die Dämpfungsdiode allmählich in den leitenden Zustand überführt. Dadurch wird der Eingangskreis zusätzlich bedämpft und somit seine Bandbreite vergrössert. Die uner-

wünschte Verkleinerung der Bandbreite des Eingangskreises durch die Abwärtsregelung des Transistors wird durch den Einfluss der Diode kompensiert. Der besprochene Regelvorgang ist aus dem Prinzipschaltbild 182 ersichtlich.

Diode bei fehlender Regelspannung gesperrt.
Bei zunehmender Regelspannung allmählich leitend.



Regelspannung setzt I_c herab.

Bild 182

Bei der **Aufwärtsregelung** wird der Kollektorgleichstrom mit zunehmender Regelspannung erhöht. Diese Art der Regelung erfordert nach Bild 183 im Kollektorkreis einen zusätzlichen Ohmschen Widerstand. Steigt nun infolge der Regelung der Kollektorstrom an, so erhöht sich der Spannungsabfall über R_r soweit, dass die wirksame Kollektorspannung unter den Restspannungswert absinkt. Als Folge davon nehmen der Eingangs- und der Ausgangswiderstand des Transistors stark ab. Die damit verbundene Dämpfung der Eingangs- und Ausgangskreise bewirkt gleichzeitig ein Absinken der Verstärkung, da die Resonanzwiderstände der Kreise kleiner werden. Man erreicht bei starken Eingangssignalen mit der Abwärtsregelung eine Zunahme der Bandbreite. Dieser Effekt ist erwünscht, da dadurch der Frequenzumfang der empfangenen Emission zunimmt.

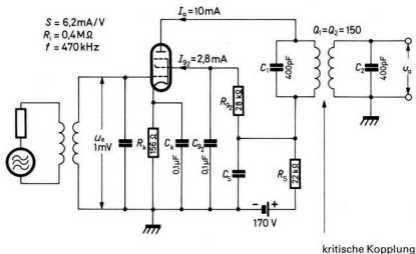


Bild 185

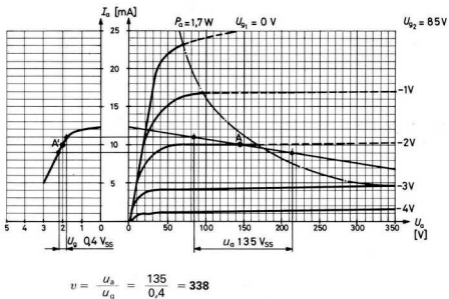


Bild 186

Vorgehen:

1. Schritt: Berechnen des Arbeitswiderstandes

Das kritisch gekoppelte Bandfilter weist im Resonanzfall eine Impedanz auf, die halb so gross ist wie diejenige des Einzelkreises.

– Grundformel anschreiben $Z_o = Q \frac{X_c}{2}$

$$Z_o = \frac{Q}{4 \pi f C}$$

– Zahlenwerte einsetzen und ausrechnen $Z_o = \frac{150}{4 \pi \cdot 0,47 \cdot 10^6 \cdot 4 \cdot 10^{-10}}$

$$Z_o = 63,5 \text{ k} \Omega$$

2. Schritt: Berechnung der Verstärkung

– Grundformel anschreiben $v = S \cdot \frac{R_1 \cdot R_a}{R_1 + R_a} \cdot \frac{A}{V} \cdot \frac{V \cdot V \cdot A}{A \cdot A \cdot V}$

– Zahlenwerte einsetzen und ausrechnen $v = 6,2 \cdot 10^{-3} \frac{0,4 \cdot 10^6 \cdot 63,5 \cdot 10^3}{0,4 \cdot 10^6 + 63,5 \cdot 10^3}$

$$v = 340$$

3. Schritt: Berechnen der Ausgangsspannung

– Grundformel anschreiben $u_a = v \cdot U_e$

– Zahlenwerte einsetzen $u_a = 340 \cdot 10^{-3} \text{ V}$

und ausrechnen $u_a = \mathbf{0,34 \text{ V}}$

4. Schritt: Überprüfen der errechneten Werte im I_a - U_a -Kennlinienbild

– Bestimmen der wirksamen Anodengleichspannung

– Grundformel anschreiben $U_a = U_B - I_a \cdot R_s$

$$U_a = 170 - (10 \cdot 10^{-3} \cdot 2,2 \cdot 10^3) \text{ V}$$

$$U_a = \mathbf{148 \text{ V}}$$

– Festlegen des Arbeitspunktes A

$$U_a = 148 \text{ V}, I_a = 10 \text{ mA}$$

- Festlegen der Neigung der Arbeitsgeraden R_L und Einzeichnen derselben durch den Arbeitspunkt.
- Die Widerstandsgerade verläuft infolge des hohen Resonanzwiderstandes des Kreises so flach, dass sie im interessierenden Bereich keine Gitterspannungsparameter schneidet. Wir müssen deshalb aus dem I_a-U_g -Kennlinienfeld die dynamische I_a-U_g -Kennlinie nach dem bekannten Verfahren grafisch ermitteln. Die erforderliche Gitterwechselspannung für eine bestimmte Anodenwechselspannung lässt sich nun im I_a-U_g -Diagramm ablesen. Der grafisch ermittelte Wert für die erreichte Stufenverstärkung deckt sich praktisch mit dem Rechenresultat.

b. Verstärker mit einem Transistor

Die Ausgangswechselspannung eines Transistorverstärkers nach Bild 187 soll für einen Steuerwechselstrom von $40\mu A_{SS}$ aus den Kennlinien nach Bild 188 grafisch ermittelt werden. Das Resultat ist rechnerisch zu überprüfen.

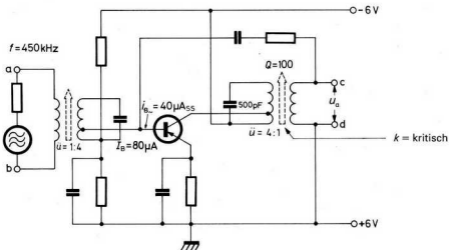


Bild 187

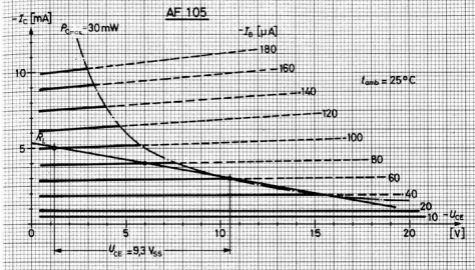


Bild 188

Vorgehen:

1. Schritt: Berechnen des Arbeitswiderstandes

- Grundformel anschreiben

$$Z_o = Q \cdot X_c$$

$$Z_o = \frac{Q}{2\pi \cdot f \cdot C} \frac{s \cdot V}{As} = \frac{V}{A}$$

- Zahlenwerte einsetzen und ausrechnen

$$Z_o = \frac{100}{2\pi \cdot 0,45 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-10}}$$

$$Z_o = 70,73 \text{ k}\Omega$$

2. Schritt: Berechnen der zwischen Kollektor und Emitter wirksamen Impedanz

- Grundformel anschreiben

$$Z_{oCE} = Z_o \cdot \dot{u}^2$$

- Zahlenwerte einsetzen und ausrechnen

$$Z_{oCE} = \frac{70,73}{16}$$

$$Z_{oCE} = 4,42 \text{ k}\Omega$$

3. Schritt: Einzeichnen der Widerstandsgeraden für $U_{CE} = -6\text{ V}$ und $I_B = 80\mu\text{A}$

4. Schritt: Herauslesen der Kollektorwechselspannung für einen Steuerstrom von $40\mu\text{A}$ ss

– $U_{CE_{ss}} = 9,3\text{ V}$

– Diese Spannung erscheint auf der Sekundärseite, da primärseitig eine Aufwärtstransformation mit einem Übersetzungsverhältnis von 1:4 und sekundärseitig eine Abwärtstransformation mit dem gleichen Übersetzungsverhältnis erfolgt.

5. Schritt: Berechnen der Spannungsverstärkung

– Grundformel anschreiben $v = S \frac{R_a \cdot R_i}{R_a + R_i}$

– Zahlenwerte einsetzen und ausrechnen $v = 157 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{4,42 \cdot 35}{39,42} \cdot 10^3$

$$v = 616$$

6. Schritt: Kontrolle der errechneten Spannungsverstärkung mit Hilfe der grafisch ermittelten Werte

– Für ein Z_e von $375\ \Omega$ ist die Steuerspannung zu errechnen, die einen Steuerstrom $I_B \approx$ von $40\ \mu\text{A}_{ss}$ erzeugt.

– Grundformel anschreiben $u_{B\sim} = Z_e \cdot I_{B\sim}$

– Zahlenwerte einsetzen und ausrechnen $u_{B\sim} = 375 \cdot 40 \cdot 10^{-6}\text{ V}$

$$u_{B\sim} = 15\text{ mV}$$

– Grundformel für die Spannungsverstärkung anschreiben $v = \frac{U_{CE}}{u_{B\sim}}$

– Zahlenwerte einsetzen und ausrechnen $v = \frac{9,3}{15 \cdot 10^{-3}}$

$$v = 620$$

Die Rechnung stimmt gut mit dem grafisch ermittelten Resultat überein. Das Beispiel hat uns gezeigt, dass Transistorstufen ähnlich wie Röhrenstufen berechnet werden können.

5. Messungen an Hochfrequenzverstärkern

a. Messung der Verstärkung

Zur Messung der Verstärkung einer Hochfrequenzstufe benötigen wir ein Röhrenvoltmeter mit einem Hochfrequenzastkopf und einen Messsender. An Stelle des Röhrenvoltmeters kann auch ein Katodenstrahloszillograf mit geeichtem Y-Verstärker Verwendung finden, unter der Voraussetzung, dass der Oszillograf für so hohe Frequenzen geschaffen ist. In den meisten Fällen wird sich der Praktiker jedoch mit einem Röhrenvoltmeter begnügen müssen. Röhrenvoltmeter mit HF-Tastkopf haben meistens den Nachteil, dass der unterste Messbereich für HF-Messungen etwa um ein Volt herum liegt, die Eingangsspannung aber an den Stufen in der Grössenordnung von einigen Millivolts liegen. Zur Verstärkermessung eignet sich deshalb am besten ein Hochfrequenzmillivoltmeter.

Das **Hochfrequenzmillivoltmeter** erlaubt die Messung von HF-Spannungen im Frequenzbereich bis zu einigen Mhz. Der empfindlichste Spannungsbereich beträgt einige Millivolt. Bild 189 zeigt das Blockschaltbild eines HF-Millivoltmeters. Das zu messende Signal gelangt von einem Eingangsspannungsteiler auf eine Impedanzwandlerstufe. Diese sorgt für einen hochohmigen Verstärkereingang. Anschliessend wird das Signal in einem Breitbandverstärker verstärkt.

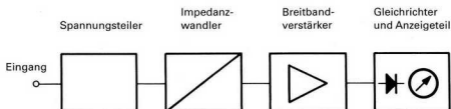


Bild 189

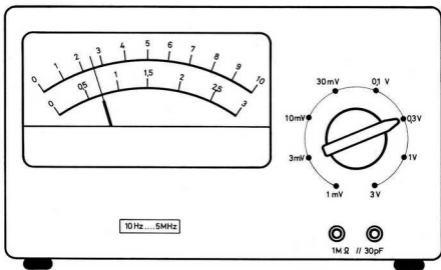


Bild 190

Das verstärkte Signal wird in einer Gleichrichterstufe gleichgerichtet und dem Anzeigeeinstrument zugeführt. Die nachfolgend beschriebenen Messungen werden mit einem Instrument nach Bild 190 durchgeführt. Dabei ist zu beachten, dass parallel zum Eingangswiderstand von $1\text{ M}\Omega$ eine Schaltkapazität von 30 pF liegt. Diese Kapazität muss bei allen Messungen an Schwingkreisen in Rechnung gestellt werden. Die Kreise werden dadurch verstimmt. Bei abstimmbaren Kreisen kann die Kapazität des Voltmeters herausgestimmt werden. Die Messung kann unter diesen Bedingungen fehlerfrei erfolgen.

Der **Hochfrequenzprüfgenerator** oder **Messender** erzeugt das erforderliche Hochfrequenzsignal. Einfache Prüfgeneratoren umfassen den interessierenden Frequenzbereich. Sie gestatten die Entnahme eines stufenlos geregelten Signals, welches je nach Frequenzbereich amplituden- oder frequenzmoduliert werden kann. Der Ausgangsspannungsregler ist in der Regel nicht geeicht. Messender genügen höheren Anforderungen. Die Ausgangsspannungsteiler sind geeicht. Die Ausgangsspannung am Eingang des Spannungsteilers lässt sich mit einem eingebauten Voltmeter messen. Der Ausgangswiderstand eines Messenders ist für alle Frequenzbereiche derselbe, er misst in der Regel 50 , 60 oder $70\ \Omega$. In Bild 191 erkennen wir das Blockschaltbild eines einfachen Prüfgenerators.

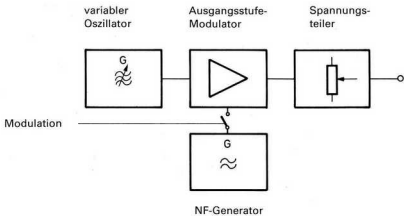


Bild 191

Das Blockschaltbild eines anspruchsvolleren Messenders zeigt Bild 192

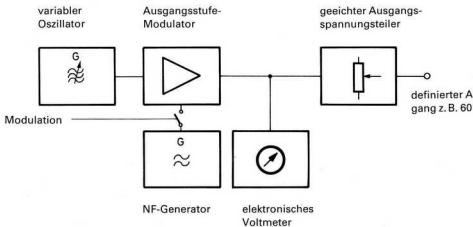


Bild 192

Für unsere Messungen steht uns ein Messender nach Bild 193 zur Verfügung.

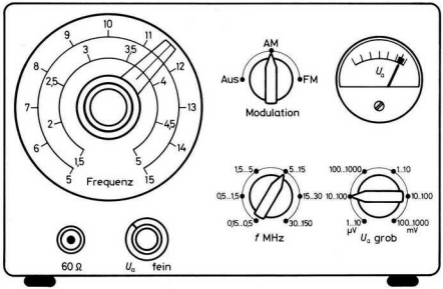


Bild 193

Messschaltung

Die Spannungsverstärkung einer Hochfrequenzverstärkerstufe nach Bild 194 soll gemessen werden. Mit dem beschriebenen Millivoltmeter lässt sich die Messung ohne grosse Schwierigkeiten durchführen. Dabei ist jedoch zu berücksichtigen, dass die Eingangskapazität von 30 pF bei einer Frequenz von 1 MHz einen Blindwiderstand von nur ca. 5 kΩ darstellt. Würde man das Röhrenvoltmeter direkt an die Punkte b oder c anschliessen, so würden die Schwingkreise in einer unzulässigen Weise verstimmt.

Dieser Nachteil kann auf zwei Arten beseitigt werden. Die elegantere Lösung bietet sich in der Verwendung eines Spannungsteilertastkopfes. Ein solcher Tastkopf setzt die Empfindlichkeit des Gerätes um einen bestimmten Faktor herab. Gleichzeitig erhöht sich jedoch der Eingangswiderstand und die Eingangskapazität wird kleiner. Die kleinere Eingangskapazität wirkt sich bedeutend weniger störend auf die Messresultate aus. Kapazitäten von nur einigen wenigen pF sind durchaus realisierbar, wodurch die Verstimmung der Kreise beim Mess-

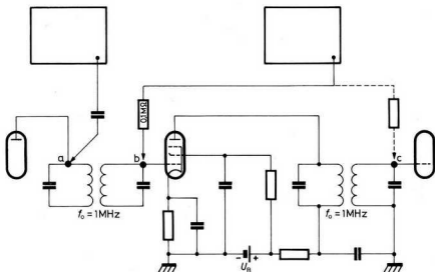


Bild 194

vorgang in vielen Fällen vernachlässigt werden kann. Fehlt ein solcher Tastkopf, dann kann man sich behelfen, indem man am Ende des Messkabels einen hochohmigen Widerstand von etwa $0,1\text{M}\Omega$ in Serie schaltet.

Durch diese Massnahme wird die Empfindlichkeit des Röhrenvoltmeters herabgesetzt. Gleichzeitig wird jedoch der verstimmende Einfluss der Eingangskapazität stark reduziert. Die Herabsetzung der Instrumentenempfindlichkeit stört uns dabei weiter nicht, da wir ja die Eingangs- und Ausgangsspannung mit dem gleichen Vorschaltwiderstand messen. Die Verstärkung ergibt sich dann aus dem Verhältnis der gemessenen Pegelwerte. Das Signal des Messenders wird so eingestellt, dass das an Punkt b angeschlossene Röhrenvoltmeter auf dem empfindlichsten Bereich einen gut ablesbaren Spannungswert anzeigt. Der gemessene Wert wird als Eingangspegel notiert. Nun messen wir die Spannung an Punkt c. Wir verstimmen dabei den Messsender solange, bis das Instrument den Maximalwert anzeigt. Der gemessene Wert wird als Ausgangspegel notiert. Zur Kontrolle wird das Röhrenvoltmeter nochmals an Punkt b angeschlossen, um zu kontrollieren, ob durch die Feineinstellung des Messenders die Eingangs-

spannung beeinflusst wurde. Sollte dies der Fall sein, so ist der mit der zweiten Messung eruierte Eingangswert zur Berechnung der Spannungsverstärkung heranzuziehen. Das Verhältnis von Ausgangspegel zu Eingangspegel ergibt die Stufenverstärkung. Der geeichte Ausgangsspannungsteiler des Messenders ist in diesem Fall ohne Nutzen. Zur Empfindlichkeitsmessung von Empfängern ist er jedoch äusserst wertvoll.

Im nächsten Beispiel soll gezeigt werden, wie die Empfindlichkeit eines HF-Verstärkers bestimmt werden kann, wenn nur ein Gleichspannungsröhrenvoltmeter mit einem HF-Tastkopf und ein einfacher Prüfgenerator verfügbar sind. Der Vollauschlag im empfindlichsten Bereich mit dem HF-Tastkopf beträgt für HF-Messungen 1 V. Der Vorteil des HF-Tastkopfes ist seine geringe Eingangskapazität von nur einigen pF und sein hoher Eingangswiderstand von 1..2 M Ω . Mit diesem Tastkopf kann direkt an Schwingkreisen gemessen werden. Solange die Schwingkreiskapazitäten grösser als etwa 200 pF sind, kann die durch die Messung verursachte Verstimmung vernachlässigt werden. Bild 195 zeigt die Messung der Stufenverstärkung an einem Transistorhochfrequenzverstärker.

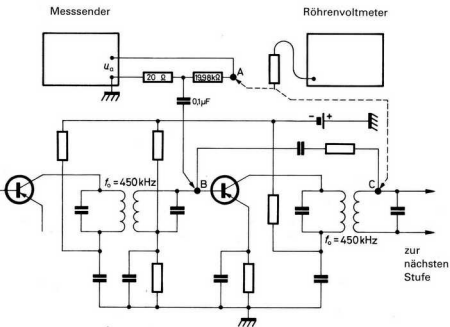


Bild 195

Wir bauen einen einfachen Ohmschen Spannungsteiler mit dem Teilverhältnis von 1:1000. Die Ausgangsspannung am Messender wird soweit erhöht, bis das Röhrenvoltmeter am Punkt A 1 V anzeigt. Am Punkt B wird demzufolge ein Signal von 1 mV eingespeist. Die Eingangsimpedanz des Transistors beträgt einige hundert Ohm, womit das Spannungsteilerverhältnis des Teilers nur unwesentlich gestört wird. Das verstärkte Signal wird am Punkt C mit dem Röhrenvoltmeter gemessen. Dabei ist die Frequenz des Prüfgenerators so einzuregulieren, bis die Ausgangsspannung ihren Maximalwert erreicht hat.

Die beschriebenen Messmethoden reichen für die Praxis bis zu Frequenzen von einigen MHz vollkommen aus. Bei beiden Messmethoden treten Messfehler auf; sei es durch Verstimmung der Schwingkreise oder sei es durch die Ungenauigkeit des Ohmschen Spannungsteilers infolge der auftretenden Streukapazitäten. Für den Praktiker ist es jedoch wesentlich zu wissen, ob ein Verstärker richtig arbeitet. Der absolute Betrag der Spannungsverstärkung ist dabei weniger von Bedeutung.

b. Dynamische Überprüfung

Die dynamische Kontrolle der Verstärkerstufe wird grundsätzlich gleich durchgeführt wie die Messung der Verstärkung. Es kommt dabei jedoch nicht so sehr auf die Messwerte, sondern viel mehr auf die Überprüfung der richtigen Funktionsweise der Stufe an.

Auf den Eingang der Stufe wird ein Signal gegeben, dessen ungefähre Pegel am Abschwächer des Generators abgelesen wird. Das Röhrenvoltmeter schliessen wir am Ausgang des Verstärkers an. Die Frequenz des Generators wird solange verändert, bis am Ausgang der Stufe das Spannungsmaximum auftritt. Der Ausgangspegel wird mit der Stellung am Abschwächer verglichen, woraus sich die Stufenverstärkung grob abschätzen lässt. Der geübte Praktiker wird rasch erkennen, ob die erwartete Stufenverstärkung vorhanden ist, und ob auf Grund der Schärfe des Spannungsmaximums die Selektivität des Verstärkers den Sollwerten entspricht.

Es spielt für den Reparateur in der Praxis gar keine so grosse Rolle, ob er über Labormessgeräte verfügt, oder ob er sich mit einfachen Servicegeräten begnügen muss. Wichtig ist, dass er mit dem ihm zur Verfügung stehenden Messgerätepark an einem **einwandfrei funktionierenden** Gerät ein Pegeldiagramm aufnimmt, indem er alle interessierenden HF-Spannungen misst und diese aufzeichnet oder direkt in das Schaltbild einträgt. Dabei ist festzuhalten, mit welchen Instrumenten und auf welchen Messbereichen die Messungen vorgenommen wurden. Die aufgenommenen Messwerte sind später für die Fehlersuche eine unschätzbare Hilfe.

6. Das Wesentliche

Hochfrequenzverstärker sind selektive Verstärker.

HF-Röhrenverstärker werden fast ausschliesslich mit Pentoden gebaut, da die sehr kleinen Gitter-Anodenkapazitäten im Gegensatz zur Triode keine Rückkopplungserscheinungen verursachen. Der grosse Innenwiderstand der Pentode belastet zudem den Anodenschwingkreis praktisch nicht.

Als Arbeitswiderstand in HF-Verstärkern werden abgestimmte Schwingkreise oder Bandfilter verwendet.

Die erreichbare Stufenverstärkung entspricht beim HF-Verstärker dem Produkt aus dynamischer Steilheit und Arbeitswiderstand. Je grösser Steilheit und Schwingkreisgüte gewählt werden, desto höher wird die Spannungsverstärkung einer Stufe.

Das Funktionsprinzip des transistorisierten HF-Verstärkers entspricht weitgehend dem Röhrenverstärker. Als Arbeitswiderstand wird ebenfalls ein Schwingkreis oder ein Filter verwendet. Die Spannungsverstärkung des Transistorverstärkers errechnet sich ebenfalls aus dem Produkt von dynamischer Steilheit und Arbeitswiderstand.

Da die Eingangsimpedanz eines in Emitterschaltung betriebenen Transistors klein ist, und der Innenwiderstand auch nicht allzu hohe Werte aufweist, spielt die Anpassung beim Transistorverstärker eine grosse Rolle. Diese wird erreicht, indem man die Schwingkreise mit einem Abgriff versieht und somit eine Widerstandstransformation vornimmt. Die schädliche Impedanz, die im Transistor zwischen Basis und Kollektor auftritt, muss durch geeignete Schaltungsmassnahmen neutralisiert werden.

Werden an Stelle von einfachen Schwingkreisen Bandfilter als Arbeitswiderstände verwendet, so wird die Durchlasskurve der Stufe breiter, bei gleichzeitig steiler werdenden Flanken. Für kritische Kopplung sinkt dabei allerdings die Verstärkung auf den halben Wert ab.

Röhren- und Transistorverstärker lassen sich regeln. Beim Röhrenverstärker erfolgt die Regelung mit Hilfe einer negativen Regelspannung am Steuergitter leistungslos. Bei fester Schirmgitterspannung setzt die Regelung hart ein, während die Regelung bei gleitender Schirmgitterspannung weich erfolgt. Transistorverstärker benötigen zur Regelung eine Regelleistung. Es wird dabei unterschieden zwischen Aufwärtsregelung und Abwärtsregelung. Bei der Abwärtsregelung wird der Kollektorstrom durch die Regelspannung herabgesetzt, bei der Aufwärtsregelung dagegen erhöht.

Transistor- und Röhrenverstärker erzeugen eine unerwünschte Rauschspannung. Pentoden geben infolge des zusätzlich auftretenden Stromverteilungsrauschens einen grösseren Rauschpegel ab als Trioden. Das Rauschen des Transistors nimmt mit zunehmendem Kollektorstrom zu.

Die nichtlinearen Kennlinien der Röhren und Transistoren verursachen Verzerrungen, die sich als Kreuzmodulation und Modulationsverzerrungen äussern.

Repetitionsaufgaben (Lösung Seite 474)

- Was unterscheidet den Hochfrequenzverstärker vom Niederfrequenzverstärker?
- Welche Bauelemente werden in HF-Verstärkern als Arbeitswiderstände verwendet?
- Welchen Vorteil bietet ein Bandfilter als Arbeitswiderstand gegenüber einem Schwingkreis?
- Die Verstärkung der Röhrenstufe nach Bild 196 soll überschlagsmässig berechnet werden.

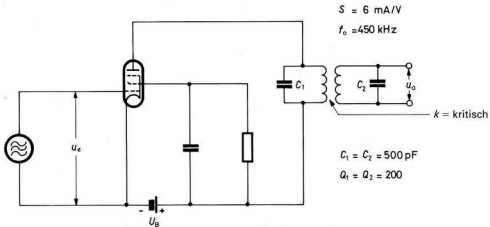


Bild 196

- Erklären Sie den Unterschied zwischen gleitender und fester Schirmgitterspannung.
- Zählen Sie die Rauschquellen einer röhrenbestückten HF-Verstärkerstufe auf.
- Hat die Bandbreite eines HF-Verstärkers einen Einfluss auf die Rauschspannung?
- Warum rauschen Pentoden stärker als Trioden?
- Warum sinkt bei Röhren der wirksame Eingangswiderstand zwischen Katode und Gitter für Frequenzen im Ultrakurzwellengebiet stark ab?
- Warum achtet man auch beim HF-Verstärker auf eine möglichst verzerrungsfreie Verstärkung?
- Was verstehen Sie unter dem Ausdruck «Kreuzmodulation»?
- Worin unterscheidet sich prinzipiell der transistorisierte HF-Verstärker vom Röhrenverstärker?
- Lassen sich transistorisierte HF-Stufen auch regeln?
- Nennen Sie den Unterschied zwischen einer Aufwärtsregelung und einer Abwärtsregelung.
- Aufgrund der Funktionskontrolle an einem Empfänger schliessen Sie auf eine Panne im HF-Verstärker nach Bild 171. An Punkt a messen Sie ein Eingangssignal von 0,1 V. Am Ausgang auf Punkt c lässt sich kein Signal mehr nachweisen. Welche Messungen führen Sie zuerst aus?

- q) Die Spannung am Katodenwiderstand R_k nach Aufgabe p ist viel zu gering. Wie lautet Ihre Diagnose und was unternehmen Sie weiter?
- r) Was unternehmen Sie in dem in Aufgabe q geschilderten Fall?
- s) Der Verstärker nach Bild 171 ist nun statisch in Ordnung. Trotzdem steht am Ausgang an Punkt c immer noch kein Signal zur Verfügung. Sie haben sich durch eine Messung an Punkt 5 vergewissert, dass das Eingangssignal auch tatsächlich bis zum Steuergitter gelangt. An der Anode an Punkt 4 ist jedoch kein Signal feststellbar. Wo muss mit grosser Wahrscheinlichkeit der Fehler liegen?
- t) Aufgrund der Funktionskontrolle an einem Empfänger schliessen Sie auf eine Panne im transistorisierten HF-Verstärker nach Bild 187. Am Eingang zwischen a und b liegt ein Eingangssignal von 2 mV. An Stelle einer Ausgangsspannung von 1 V messen Sie nur 0,12 V. Eine Kontrolle der statischen Werte ergibt ein einwandfreies Funktionieren der Stufe.

Wie lautet Ihre Diagnose und wie gehen Sie weiter vor?

V. Der Hochfrequenzleistungsverstärker

1. Einführung

Die Senderendstufe hat den Zweck, die Sendeausgangsleistung zu erzeugen. Da diese Hochfrequenzleistung bei grösseren Sendern beträchtliche Werte annimmt, muss darauf geachtet werden, dass die Senderendstufe einen guten Wirkungsgrad aufweist, um zu verhindern, dass zuviel Energie in Wärme umgesetzt wird. Den besten Wirkungsgrad erreicht man mit Endstufen, die als C-Verstärker geschaltet sind. Diese Betriebsart ist deshalb auch in den meisten Endstufen anzutreffen. Einzig einseitenbandmodulierte Stationen arbeiten im AB- oder B-Betrieb, da der C-Betrieb für diese Modulationsart ungeeignet ist. Der Vorteil des guten Wirkungsgrades wird bei C-Endstufen mit zwei Nachteilen erkauft: Jede C-Endstufe erzeugt starke Oberwellen und erfordert im Gitterkreis eine beträchtliche Steuerleistung. Diese Steuerleistung wird von einer Leistungsvorstufe – Treiberstufe genannt – aufgebracht.

2. Was wissen Sie schon über HF-Leistungsverstärker? (Lösung Seite 476)

- Warum erzeugt ein C-Verstärker Oberwellen?
- Weshalb benötigt der C-Verstärker eine Steuerleistung?
- Wie gross ist der Anodenstrom, der in einem C-Verstärker fliesst, wenn kein Eingangssignal vorhanden ist?
- Lassen sich mit Transistoren auch C-Verstärker bauen?
- Kann man auch mit Niederfrequenzleistungsverstärkern im C-Betrieb arbeiten?
- Wo liegt der Arbeitspunkt beim C-Verstärker?

3. Der C-Verstärker

a. Definition

Beim C-Verstärker liegt der Arbeitspunkt negativer als der Cutoff-Punkt der I_a - U_g -Kennlinie. Der impulsförmige Anodenstrom durchfliesst den Anodenschwingkreis, wo die Grundwelle ausgesiebt wird. Die Oberwellen werden im Schwingkreis kurzgeschlossen, nur die Grundwelle wird dem Verbraucher zugeführt. Der C-Verstärker ist nur für eine Frequenz geeignet. Er erlaubt einen hohen Wirkungsgrad, erfordert aber gleichzeitig eingangsseitig eine Steuerleistung.

b. Funktionsprinzip

Das Funktionsprinzip eines röhrenbestückten C-Verstärkers ist praktisch mit demjenigen einer transistorisierten Stufe identisch.

Der Arbeitspunkt liegt bei der Röhrenstufe links vom **Cut-off-Punkt** (Cut-off = abschneiden) (Bild 197). Für die Transistorstufe gilt dasselbe Prinzip. Der Arbeitspunkt wird so gewählt, dass bei kleinen Eingangssignalen noch kein Kollektorstrom fliesst (Bild 198).

Cut-off-Punkt

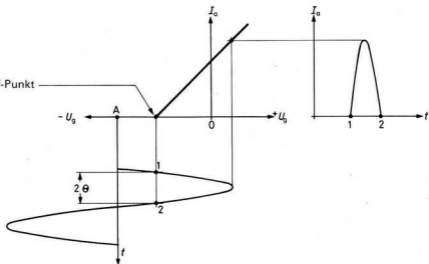


Bild 197

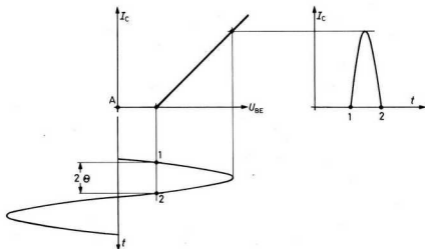


Bild 198

Die Zeichnungen zeigen deutlich, dass Anodenstrom und Kollektorstrom impulsförmigen Charakter annehmen. Die Lage des Arbeitspunktes bestimmt den **Stromflusswinkel** Θ . Der Stromflusswinkel entspricht der Hälfte der Zeit, während welcher ein Anodenstrom fließt. Im B-Betrieb, wo während der ganzen positiven Halbwelle ein Strom fließt, beträgt der Stromflusswinkel demzufolge 90° . Je weiter im C-Betrieb der Arbeitspunkt vom Cut-off-Punkt weg liegt, desto kleiner wird der Stromflusswinkel. Bild 199 zeigt den Einfluss der Lage des Arbeitspunktes auf den Stromflusswinkel.

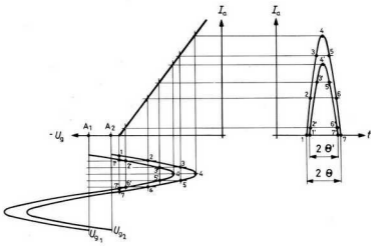


Bild 199

In der Praxis liegt der Wert des Stromflusswinkels zwischen $60^\circ \dots 70^\circ$. Für diese Arbeitspunkteinstellung wird ein guter Kompromiss zwischen Wirkungsgrad und erzeugter HF-Leistung erreicht. Der Wirkungsgrad liegt dabei über 80% . Wie bei anderen Leistungsverstärkern muss auch beim C-Verstärker darauf geachtet werden, dass die maximal zulässige Anoden- und Kollektorverlustleistung und der zulässige Anoden- und Kollektorspitzenstrom nicht überschritten werden.

Infolge des impulsförmigen Anodenstromverlaufes entstehen Oberwellen. Wir erinnern uns, dass jeder periodische, nicht sinusförmige Strom Oberwellen enthält. Es ist nun die Aufgabe des Anoden- oder Kollektorschwingkreises, diese Harmonischen zu unterdrücken. Wird der Anoden- oder Kollektorkreis auf eine Oberwelle abgestimmt, dann arbeitet die Stufe als **Frequenzvervielfacher**. Der Schwingkreis sibt dabei aus dem Oberwellengemisch diejenige Frequenz heraus, auf welche er abgestimmt ist. Je mehr eine Stufe vervielfacht, desto geringer ist die Ausbeute, d.h. der Wirkungsgrad sinkt mit zunehmender Vervielfachung ab.

Da der C-Verstärker in den positiven Teil der Gitterspannungskennlinie hinein ausgesteuert wird, fliesst während der Dauer der positiven Halbwelle ein Gitterstrom. Dieser Gitterstrom erfordert eine Steuerleistung im Eingangskreis. Auch die C-Endstufe mit Transistoren verlangt eine Steuerleistung. Man spricht dabei von **Treiberleistung**. Diese Treiberleistung muss von der **Treiberstufe** aufgebracht werden. Die Treiberstufe ist demzufolge ebenfalls ein Leistungsverstärker. Ihre Grösse richtet sich nach der Sendeleistung der Endstufe. Die Treiberleistung beträgt einige Prozent der Ausgangsleistung der Endstufe.

c. Prinzipschaltung eines C-Endverstärkers mit einer Röhre

Bild 200 zeigt das Prinzipschaltbild eines röhrenbestückten C-Verstärkers.

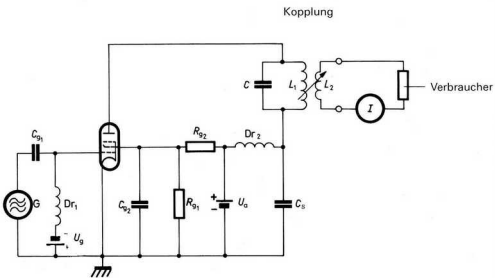


Bild 200

Das **Gleichstromverhalten** der Stufe wird durch die Speisespannungen bestimmt. Die Gittervorspannung liegt negativer als der Cut-off-Punkt. Es fließt weder Anoden- noch Schirmgitterstrom, solange der Generator G kein HF-Eingangssignal abgibt. Die Schirmgitterspannung wird über einen Spannungsteiler erzeugt. Damit wird verhindert, dass diese von der Aussteuerung abhängt. Die Gittervorspannung wird der Stufe über eine Drossel zugeführt. Der Gleichstromwiderstand der Drossel ist gering. Es wird damit vermieden, dass der Gitterstrom über der Drossel einen zusätzlichen Spannungsabfall verursacht. Dieser Spannungsabfall würde die Gittervorspannung erhöhen, was je nach Aussteuerung ein Abwandern des Arbeitspunktes zur Folge hätte. Die Anodenspannung liegt über der Drossel Dr_2 am Anodenschwingkreis. Auch diese Drossel hat einen kleinen Gleichstromwiderstand, wodurch ein allzu grosser Spannungsabfall infolge des hohen Anodenstromes der Leistungsstufe vermieden wird.

Das **Wechselstromverhalten** der Stufe wird durch die Steuerleistung des Generators und durch den Schwingkreis bestimmt. Das HF-Signal am Gitter steuert die Röhre bis in den positiven Bereich der Gitterspannungskennlinie durch. Der dadurch auftretende Gitterstrom fließt über die Drossel Dr_1 ab. Der Anodenkreis ist auf die Generatorfrequenz abgestimmt. Der impulsförmige Anodenstrom regt den Kreis mit der Grundfrequenz an. Die Anteile an Oberwellen werden im Schwingkreiskondensator kurzgeschlossen, da der Kreis für Frequenzen, die höher liegen als die Resonanzfrequenz, kapazitiv wirkt. Die kapazitive Blindkomponente des Kondensators wird für die Harmonischen sehr viel kleiner als der Resonanzwiderstand. Dadurch werden alle Oberwellen über den Kreiskondensator an Masse gelegt. Die Hochfrequenzenergie wird über die Spule L_2 ausgekoppelt und dem Verbraucher zugeführt. Normalerweise dient eine Antenne als Verbraucher. Jede abgestimmte Antenne stellt jedoch elektrisch gesehen einen Ohmschen Widerstand dar. Dieser Widerstand verbraucht die Energie des Senders, das bedeutet, er strahlt diese ab. Für die Endstufe wirkt sich deshalb eine angeschlossene abgestimmte Antenne wie eine Ohmsche Last aus. Die Kopplung wird nun solange verändert, bis der Verbraucher die grösste Leistung aufnimmt, was durch das Strommaximum am Instrument angezeigt wird. Durch das Verändern der Kopplung wird die Transformation des Belastungswiderstandes auf die Primärseite beeinflusst, womit sich der zwischen Anode und Masse wirksame Arbeitswiderstand ändert. Für einen bestimmten, von der Röhre und den Betriebsdaten abhängigen Wert, ergibt sich wie beim NF-Verstärker ein Leistungsmaximum. Durch das Verstellen der Kopplung wird demzufolge der günstigste Arbeitswiderstand eingestellt. Es gibt verschiedene Arten, die Kopplung veränderlich zu machen. Die Koppelspule kann so angeordnet werden, dass sie sich ausschwenken lässt. Eine andere oft gewählte Art lässt die Kopplungsspule fest, dafür wird sie mit Abgriffen versehen.

d. Prinzipschaltbild eines C-Verstärkers mit einem Transistor

Bild 201 zeigt die Prinzipschaltung eines C-Verstärkers mit einem Transistor.

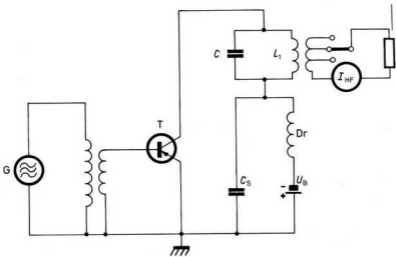


Bild 201

Das **Gleichstromverhalten** ist durch die Betriebsspannung gegeben. Ohne Vorspannung zwischen Basis und Emittor ist der Transistor blockiert; es fließt kein Kollektorstrom.

Das Wechselstromverhalten entspricht weitgehend demjenigen der Röhrenstufe. Beim pnp-Transistor werden die negativen Halbwellen des Steuersignals zur Durchsteuerung des Transistors ausgenutzt. Der Schwingkreis und die Spisedrossel D_r haben dieselbe Aufgabe wie beim Röhrenverstärker.

4. Beispiele

a. Röhrendstufe im C-Betrieb mit einer QE 08/200

Das Datenblatt der Röhre enthält folgende Angaben:

$$U_a = 750 \text{ V} \quad U_{g2} = 250 \text{ V} \quad U_{g1} = -90 \text{ V}$$

$$U_{g1s} = 120 \text{ V} \quad (\text{Spitzenwert des Gitterwechselspannungssignals})$$

$$P_{g1} = 1 \text{ W} \quad (\text{Steuerleistung})$$

$$I_a = 385 \text{ mA} \quad I_{g2} = 20 \text{ mA}$$

$$P_a = 200 \text{ W} \quad (\text{HF-Ausgangsleistung})$$

$$I_{g1} = 7 \text{ mA} \quad (\text{Gitterstrom})$$

Bild 202 zeigt die Schaltung der Stufe

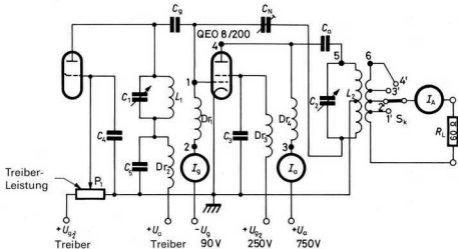


Bild 202

Das **Gleichstromverhalten** der Stufe weicht nicht von demjenigen der Prinzipschaltung ab.

Wechselstrommässig sind einige Abweichungen zu verzeichnen. Die Schwingkreise sind abstimmbare. Der Anodenschwingkreis ist gleichstrommässig von der Endstufe getrennt. Die Anodenspannung wird der Röhre über die Drossel Dr_4 zugeführt. Der Anodenkreis ist wechselstrommässig über den Kondensator C_a mit der Anode verbunden. Die Drossel verhindert ein Abfließen des HF-Stromes über die Anodenspannungsquelle. Diese Art der Anodenspannungsversorgung ist bei Endstufen oft anzutreffen. Sie wird bevorzugt, um den Anodenschwingkreis gleichspannungsfrei zu halten. Spule und Kondensator des Kreises müssen dann nur für die Wechselspannungswerte dimensioniert werden. Der Anodenkreis ist symmetrisch aufgebaut. Dank der symmetrischen Anordnung lässt sich auf einfache Weise die Neutralisationsspannung gewinnen, sie kann an der unteren Kreishälfte abgenommen werden. Das Prinzip der Neutralisation ist dasselbe, wie wir es bereits beim neutralisierten Transistorverstärker kennengelernt haben. Die Neutralisationsspannung gelangt über den Neutralisationskondensator C_N auf das Steuergitter. Am Steuergitter kompensiert die gegenphasige Neutralisationsspannung die störende HF-Spannung, die über die Gitter-Anodenkapazität wirksam wird. Die Drossel Dr_3 in der Schirmgitterzuleitung dient der sauberen hochfrequenzmässigen Entkopplung des Schirmgitters.

Die Leistung der Treiberstufe lässt sich über die regelbare Schirmgitterspannung einstellen. Wir wollen uns die Funktionsweise der Stufe aneignen, indem wir diese im Geist in Betrieb nehmen und abstimmen. Die Abstimmung des Senders ist dank den drei eingebauten Instrumenten – Gitterstrom, Anodenstrom und Antennenstrom – möglich. Der Steuersender steuert in unserem Beispiel die Treiberstufe mit einem Signal von 6,4 MHz an. Der Anodenkreis der Treiberstufe muss ebenfalls auf 6,4 MHz abgestimmt werden. Dies geschieht unter Beobachtung des Gitterstrominstrumentes I_g . Bei richtiger Abstimmung des Treiberkreises zeigt dieses Gitterstrommaximum an. Sobald die positiven Spannungsspitzen der Gitterwechselspannung der Endstufe grösser als 90 V werden, fliesst in dieser ein Gitterstrom. Bei maximalem Gitterstrom ist die Treiberstufe richtig abgestimmt. Mit dem Potentiometer P_1 wird jetzt die Verstärkung der Treiberstufe so eingestellt, dass bei richtiger Abstimmung des Treiberkreises die geforderten 7 mA Gitterstrom fließen. Nun stellen wir die Kopplung des Ausgangskreises so lose wie möglich ein. Zu diesem Zweck wird der Schalter S_k in die unterste Stellung gebracht. Nun stimmen wir den Anodenkreis C_2-L_2 der Endstufe ab. Wir verstellen C_2 und beobachten dabei den Anodenstrom I_a . Wir wissen, dass der Anodenstrom aus Hochfrequenzimpulsen besteht. Das Anodenstrominstrument misst den Mittelwert dieser Impulse. Wird nun der Anodenschwingkreis auf Resonanz abgestimmt, so steigt seine Impedanz für die Grundwelle rapide an. Der Stromanteil der Grundwelle sinkt ab, was eine Verminderung des Mittelwertes des Anodengleichstromes bewirkt. Der Anodengleichstrom sinkt ab. Der Anodenkreis der Leistungsstufe ist dann auf Resonanz abgestimmt, wenn der Anodenstrom seinen Minimalwert erreicht. Im nächsten Schritt wird der Verbraucher richtig an die Endstufe angepasst. Wir erhöhen zu diesem Zweck die Kopplung schrittweise, bis der Anodenstrom seinen Sollwert von 385 mA erreicht hat. Je enger die Kopplung gemacht wird, desto mehr Energie wird dem Anodenkreis entzogen. Die Kopplung darf jedoch nicht beliebig erhöht werden, da sonst die Röhre überlastet würde. Der in den Röhrendaten angegebene Wert für den zulässigen Anodengleichstrom darf nicht überschritten werden. Da jede Abstimmung die vorübergehende Einstellung durch Rückwirkung beeinflusst, muss der gesamte Abstimmvorgang so lange wiederholt werden, bis sich keine nennenswerten Abweichungen mehr ergeben.

Wenn wir unseren Sender vorschriftsgemäss abgestimmt haben, zeigt das Hochfrequenzinstrument einen Antennenstrom von 1,825 A an. Wie gross ist demzufolge der Wirkungsgrad dieser Endstufe?

Vorgehen:

1. Schritt: Bestimmen der HF-Ausgangsleistung

- Grundformel anschreiben $P_{HF} = I_{HF}^2 \cdot R$
- Zahlenwerte einsetzen $P_{HF} = 1,825^2 \cdot 60$
und ausrechnen $P_{HF} = 200 \text{ W}$

2. Schritt: Bestimmen der aufgenommenen Gleichstromleistung

- Grundformel anschreiben $P_g = P_a + P_{g2}$
 $P_g = U_a \cdot I_a + U_{g2} \cdot I_{g2}$
- Zahlenwerte einsetzen und ausrechnen
 $P_g = 750 \cdot 0,385 + 250 \cdot 0,02$
 $P_g = 294 \text{ W}$

3. Schritt: Bestimmen des Wirkungsgrades

- Grundformel anschreiben $\eta = \frac{P_{\text{eff}}}{P_g}$
- Zahlenwerte einsetzen und ausrechnen
 $\eta = \frac{200}{294} \cdot 100 \%$
 $\eta = 68\%$

b. Endstufe mit einem Transistor

Bild 203 zeigt die Endstufe eines Kleinsenders mit einem Transistor.

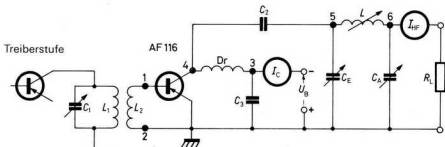


Bild 203

Das **Gleichstromverhalten** ist durch die Speisespannung und den Arbeitspunkt gegeben. Da die Basis gleichstrommässig über die Ankopplungsspule L_2 am Emitter liegt, fliesst solange kein Kollektorstrom, bis von der Treiberstufe her ein genügend grosses Steuersignal zugeführt wird. Die Einstellung entspricht dem C-Betrieb, da der pnp-Transistor eine leicht negative Spannung zwischen Basis und Emitter verlangt, damit ein Kollektorstrom zu fließen beginnt.

Das **Wechselstromverhalten** ist weitgehend durch den Anodenschwingkreis der Treiberstufe und durch das π -Filter am Ausgang der Leistungsstufe bestimmt. Der Kollektorschwingkreis der Treiberstufe hat die gleiche Funktion wie der Anodenschwingkreis der Treiberstufe des Röhrenverstärkers. Er muss auf die Sendefrequenz abgestimmt werden. Der Resonanzfall wird durch ein Strommaximum des Kollektorstromes angezeigt. Das π -**Filter**, auch **Collinsfilter** genannt, dient als Kollektorschwingkreis und Antennenanpassungsgerät gleichzeitig. Mit seiner Hilfe lässt sich fast jede beliebige Antenne an die Ausgangsstufe anpassen. Damit wir die Funktion besser überblicken können, wollen wir das Filter umzeichnen, ohne an dessen Schaltung etwas zu ändern.

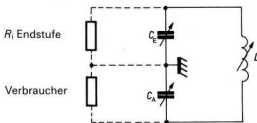


Bild 204

Bild 204 zeigt, dass das π -Filter im Prinzip einen Parallelschwingkreis darstellt, wobei sich die Kreiskapazität aus der Serieschaltung der beiden Kondensatoren C_A und C_E zusammensetzt. Über dem Ausgangskondensator C_A liegt der Verbraucher, während parallel zum Eingangskondensator C_E der Innenwiderstand der Endstufe geschaltet ist. Der Verbraucher muss an diesen Innenwiderstand angepasst werden. Das Übersetzungsverhältnis dieser Transformation wird durch das Verhältnis der beiden Kondensatoren bestimmt. Die Resonanzfrequenz kann in weiten Bereichen mit dem Variometer L abgestimmt werden.

Diese einfache Einrichtung gestattet auch das Abstimmen und die Anpassung nicht abgestimmter Antennen. Das Funktionsprinzip des Filters für diesen Verwendungszweck werden wir später beim Studium der Antennen kennenlernen. Dank seiner universellen Verwendbarkeit ist das π -Filter in vielen Endstufen anzutreffen. Da es als Tiefpass geschaltet ist, trägt es viel zur Unterdrückung der Oberwellen, die ja in jedem C-Verstärker entstehen, bei.

5. Messungen an C-Verstärkern

Grössere Sender sind meistens mit den Kontrollinstrumenten nach Bild 202 und 203 ausgerüstet. Damit kann bei jedem Frequenzwechsel der Sender richtig abgestimmt werden. Mit Hilfe dieser Instrumente lassen sich Defekte an Endstufen leicht lokalisieren. Anders liegt der Fall bei Kleinfunkgeräten, wo der Frequenzwechsel durch einfache Kanalschaltung erfolgt. Dabei sind keine Abstimmarbeiten notwendig. Die Fehlereingrenzung erfordert deshalb gewisse Messungen mit externen Messgeräten. Die wesentlichen Messungen an C-Endstufen sollen einzeln besprochen werden.

a. Messen der Ausgangsleistung

Die Ausgangsleistung einer Endstufe wird mittels einer *Kunstantenne* gemessen. Für kleinere Leistungen von einigen Watts wird als Kunstantenne oft eine einfache Glühlampe verwendet. Dabei wird die Leistung aufgrund der Helligkeit der Lampe abgeschätzt. Diese Methode ist natürlich nicht sehr genau, sie lässt jedoch sofort erkennen, ob überhaupt Ausgangsleistung vorhanden ist.

Soll die Leistung genau ermittelt werden, so drängt sich eine Strom- oder Spannungsmessung an einem geeichten Ohmschen Widerstand auf. Der Widerstand dient dabei als Verbraucher. Er ist entsprechend der zu messenden Leistung zu dimensionieren. Für grössere Leistungen ist eine Kühlung notwendig. Für kleinere Leistungen ergeben sich als Kunstantennen zwei einfache Schaltungen nach Bild 205.

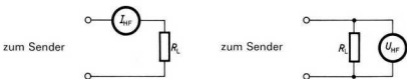
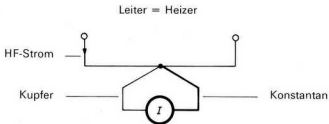


Bild 205

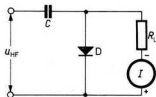
Strom- und Spannungsmesser werden direkt in Watt geeicht. Als Strommesser werden oft *Thermoumformer* eingesetzt. Ein Thermoelement besteht aus zwei Schenkeln und einem Heizer. Die beiden Schenkel bestehen nach Bild 206 aus zwei verschiedenen Metallen. Diese Metalle – beispielsweise Kupfer und Konstantan – werden am Berührungspunkt geheizt.



Durch die Erwärmung der Berührungsstelle entsteht eine von der zugeführten Wärmeenergie abhängige Gleichspannung. Diese Spannung wird vom angeschlossenen Instrument gemessen. Es zeigt unabhängig von der Kurvenform immer den Effektivwert an, da die Anzeigeenergie auf dem Umweg über thermische Energie gewonnen wurde. Thermoelemente können demzufolge mit Gleichstrom geeicht werden. Thermoelemente sind sehr empfindlich gegen Überlastung. Bereits ein Strom mit dem 1,5fachen Wert des Endausschlages kann den Heizer zerstören.

Eine weitere Möglichkeit HF-Ströme zu messen, bietet das **Hitzdrahtinstrument**. Da es mit einer Reihe von Nachteilen behaftet ist, ist es weit seltener anzutreffen. Seine Anzeige ist träge, der Nullpunkt ist nicht stabil und der Eigenverbrauch ist relativ hoch. Das Funktionsprinzip ist einfach: Ein Draht wird durch den HF-Strom erwärmt. Die durch die Erwärmung verursachte Längenausdehnung des Drahtes wird mechanisch auf einen Zeiger übertragen. Seiner Nachteile wegen wird das Hitzdrahtinstrument jedoch mehr und mehr durch Thermoelemente ersetzt.

Als **Spannungsmesser** kann ein einfaches **Diodenvoltmeter** verwendet werden. Da dabei die Spannung an einem sehr niederohmigen Widerstand – Konstantanten sind in der Regel für 50 oder 60Ω ausgelegt – gemessen wird, spielen Eingangswiderstand und Eingangskapazität eine untergeordnete Rolle. Oft wird die einfache Schaltung nach Bild 207 gewählt.



b. Kontrolle des Betriebszustandes (Siehe Bild 202 und 203)

Wird ein Defekt in einer Endstufe vermutet, so sind – wie bei allen anderen Stufen – die Gleichspannungswerte zu überprüfen. Diese Messungen unterscheiden sich nicht von den Gleichspannungsmessungen an irgend einer beliebigen HF-Verstärkerstufe. Ergeben die Gleichspannungsmessungen ein einwandfreies Resultat, so ist zuerst die Aussteuerung zu überprüfen. Zu diesem Zweck wird mit dem HF-Röhrenvoltmeter die Spannung an Punkt 1 nachgemessen. Falls die Steuerspannung mit dem notwendigen Pegel am Gitter oder an der Basis nachgewiesen werden kann, müssen bei intakter Stufe Gitter- und Anoden- oder Basis- und Kollektorströme fließen. Wir messen den Gitter- oder den Basisstrom und nachher den Anoden- oder Kollektorstrom. Auch für diese Messungen gilt die Regel, dass eine Leitung immer am «kalten» Ende aufgetrennt wird. Wir messen deshalb Basis- und Gitterströme, indem wir das Instrument bei Punkt 2 einschalten, während wir für die Anoden- und Kollektorstrommessung die Leitung bei Punkt 3 auftrennen. Parallel zu allen Strommessungen lässt sich das richtige Funktionieren der HF-Kreise überprüfen, indem man durch Verstimmen von Treiberkreis und Ausgangskreis feststellt, ob ein Gitterstrom- oder ein Basisstrommaximum und ein Anodenstrom- oder ein Kollektorstromminimum auftreten.

Steht ein HF-Röhrenvoltmeter zur Verfügung, so können die Strommessungen vorerst umgangen werden. Wie bereits beschrieben, kann die Steuerspannung an Punkt 1 am Eingang der Leistungsstufe gemessen werden. Durch Verstimmen des Treiberkreises kann dessen richtiges Funktionieren überprüft werden, indem beim Durchdrehen des Drehkondensators ein scharfes Spannungsmaximum auftritt. Bei allen Messungen mit dem HF-Röhrenvoltmeter ist jedoch zu beachten, dass der Tastkopf immer eine Kapazität von einigen pF aufweist. Diese Kapazität verstimmt den Messkreis. Bei schmalbandigen Kreisen mit hoher Güte kann diese Verstimmung das Messresultat vollkommen verfälschen. Bei Stufen, die durch Drehkondensatoren einzeln abgestimmt werden, spielt diese Verstimmung keine grosse Rolle. Der Kreis wird durch das Verstellen des Drehkondensators auf Spannungsmaximum abgestimmt. Es ist jedoch zu berücksichtigen, dass, sobald der Messkopf vom Kreis entfernt wird, der Kreis um die Eingangskapazität des Kopfes verstimmt ist. Das bedeutet, dass wir als nächstes die Spannung an Punkt 4 messen und **den Treiberkreis auf Spannungsmaximum nachstimmen**. Bei Geräten mit Kanalumschaltung treffen wir an Stelle des Drehkondensators einen Trimmer an. Es ist nun aber nicht ratsam, an diesem Trimmer zu drehen, um den Messfehler – verursacht durch die Kapazität des Tastkopfes – herauszustimmen. Entweder begnügt man sich mit dem blossen Nachweis der HF-Spannung an den Punkten 1, 4, 5 und 6. Ist die HF-Spannung an all diesen Punkten vorhanden, so schliesst man das Röhrenvoltmeter fest an den Ausgang Punkt 6 an. Die richtige Abstimmung von Treiber und Endstufe lässt sich nun recht einfach überprüfen. Zwei Methoden sind dazu besonders geeignet: Man hält mit einem Bleistiftstrich die Stellung der Trimmer – die bei einem Gerät mit Kanalumschaltung an Stelle von C_1 und C_2 beim Röhrenverstärker und an Stelle von C_1 , C_E und C_A beim Transistorverstärker zu finden sind – fest. Zuerst wird der

Trimmer des Treiberkreises und nächher derjenige oder diejenige der Endstufe unter Beobachtung des Röhrenvoltmeters nach beiden Richtungen **leicht** verdreht. Falls die Kreise richtig abgestimmt waren, sinkt der Zeigerausschlag. Steigt die Spannung am Ausgang der Stufe dagegen an, so bedeutet dies, dass der betreffende Kreis nicht sauber abgestimmt war. Will man ein Verstellen der Trimmer verhindern, so hilft ein einfaches Werkzeug. Wir kleben in ein Röhrrchen aus Isolierstoff auf der einen Seite einen Ferritkern und auf der anderen Seite einen Kupferkern nach Bild 208.



Bild 208

Zur Überprüfung der Abstimmung eines Kreises wird zuerst der Ferritkern und nachher der Kupferkern in die Schwingkreisspule gebracht. Resultiert bei beiden Versuchen eine Verstimmung, dann ist der Kreis richtig abgestimmt. Der Ferritkern erhöht die Induktivität der Spule, während der Kupferkern infolge seiner diamagnetischen Eigenschaft die Spuleninduktivität leicht herabsetzt. Eine Verstimmung durch **beide** Kerne bedeutet demzufolge, dass der Kreis sauber auf die Resonanzfrequenz abgestimmt war.

6. Das Wesentliche

Beim C-Verstärker liegt der Arbeitspunkt so, dass bei fehlendem Eingangssignal die Röhre oder der Transistor gesperrt sind. Die zur Sperrung notwendige Vorspannung wird so hoch gewählt, dass nicht eine ganze Halbwelle des Steuersignals verstärkt wird. Der Stromflusswinkel wird daher im C-Betrieb immer kleiner als 90° , er liegt in der Praxis bei $60...70^\circ$.

Der C-Verstärker arbeitet mit einem guten Wirkungsgrad von über 80%. Er erfordert infolge der Aussteuerung in den positiven Gitterspannungsbereich eine Steuerleistung am Eingang, die einige Prozent der Ausgangsleistung betragen kann.

Der C-Verstärker erzeugt ein oberwellenreiches Ausgangssignal. Die Ausgangskreise müssen deshalb so dimensioniert werden, dass diese Oberwellen möglichst unterdrückt werden. Ein C-Verstärker kann dank seinem Oberwellenreichtum als Frequenzvervielfacher geschaltet werden. Der Anodenkreis wird dabei auf die gewünschte Oberwelle abgestimmt.

Die Gitter-Anodenkapazität muss beim C-Verstärker zur Verhinderung von unerwünschten Schwingungen neutralisiert werden.

Die richtige Abstimmung der Schwingkreise eines C-Verstärkers kann mit Hilfe der Betriebsströme kontrolliert werden. Die Treiberkreise werden auf Gitter- oder Basisstrommaximum abgeglichen; die Ausgangskreise dagegen auf Anoden- oder Kollektorstromminimum.

Die Kopplung wird so eingestellt, dass bei abgestimmten Ausgangskreisen der maximal zulässige Anoden- oder Kollektorstrom fließt.

Das π -Filter ermöglicht im Ausgang einer Endstufe die Anpassung der Antenne an die Stufe.

Zur Messung der Ausgangsleistung werden Konstantentennen verwendet. Diese bestehen aus einer Ohmschen Last und einem HF-Strom- oder Spannungsmesser. Zur Strommessung werden meistens Thermoelemente verwendet. Diese zeigen immer den Effektivwert des Stromes an. Die Kurvenform spielt dabei keine Rolle, da die Anzeigespannung über eine thermische Energieumwandlung gewonnen wird. Als Spannungsmesser werden gewöhnlich Diodenvoltmeter verwendet.

7. Repetitionsaufgaben (Lösung Seite 477)

- a) Zeichnen Sie in Bild 209 den Arbeitspunkt für C-Betrieb ein. Die Aussteuerspannung beträgt $20 V_{\text{eff}}$, der Stromflusswinkel misst 70° . Konstruieren Sie den resultierenden Anodenstrom.

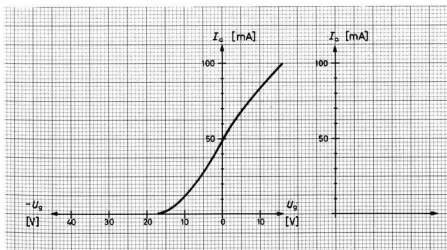


Bild 209

- b) Was verstehen Sie unter dem Stromflusswinkel \ominus ?
- c) Warum eignet sich ein C-Verstärker besonders gut als Frequenzvervielfacher?
- d) Wie werden im C-Verstärker die unerwünschten Harmonischen eliminiert?
- e) Welches ist der Zweck der Neutralisationsschaltung in Bild 202?
- f) Erklären Sie, wie die Stufe nach Bild 202 abgestimmt wird.
- g) Welche Eigenschaften hat das π -Filter nach Bild 203?
- h) Die Funktionskontrolle eines Röhrensenders nach Bild 202 hat ergeben, dass die Endstufe keine Leistung abgibt. Der Treiberkreis lässt sich auf Gitterstrommaximum abstimmen, wobei sich der Gitterstrom durch Einregulieren des Potentiometers P1 auf den Sollwert einstellen lässt. Der Anodenstrom ist zu hoch. Er lässt sich zudem durch Verstimmen des Anodenschwingkreises nicht beeinflussen. Es fließt kein Antennenstrom.
Wie lautet Ihre Diagnose?
Wie gehen Sie weiter vor?
- i) Die visuelle Kontrolle der fraglichen Teile aus Aufgabe h führte zu keinem Resultat. Welche Messungen führen Sie nun aus?
- k) Die Endstufe nach Bild 202 gibt keine Ausgangsleistung ab. Der Gitterstrom ist normal, der Treiberkreis lässt sich abstimmen. Der Anodenkreis lässt sich ebenfalls abstimmen. Das Anodenstromminimum ist dabei sehr ausgeprägt. Der Anodenstrom ist jedoch gering. Er lässt sich durch Verstellen der Kopplung nicht erhöhen.
Wie lautet Ihre Diagnose?
Wie ist Ihr weiteres Vorgehen?
- l) Was unternehmen Sie, wenn die visuelle Kontrolle des Antennenkreises nach Aufgabe k ergebnislos verlief?
- m) Welchen Wert des Hochfrequenzstromes misst ein Strommesser mit Thermoumformer?
- n) Die Funktionskontrolle hat ergeben, dass die Endstufe eines Senders nach Bild 203 keine Ausgangsleistung abgibt. Der Treiberkreis lässt sich sauber auf Kollektorstrommaximum abstimmen. Das π -Filter lässt sich auf Kollektorstromminimum einstellen, wobei ein Verstellen des Ausgangskondensators C_a ohne Auswirkung bleibt. Das Kollektorstromminimum ist ausgeprägt. Der Kollektorstrom ist zu gering. Das Antennenstrominstrument zeigt keinen Ausschlag.
Wie lautet Ihre Diagnose?
Wie gehen Sie weiter vor?

VI. Oszillatoren

1. Einführung

Die Nachrichtentechnik verfügte bereits über brauchbare Empfänger in Form von Kristalldetektoren, als die Erzeugung hochfrequenter Schwingungen noch auf grosse Schwierigkeiten stiess. Die ersten Telegrafiesender waren mit hochtourigen Spezialwechselstromgeneratoren – Hochfrequenzmaschinen – ausgerüstet. Die mit diesen Generatoren erzielten Wellenlängen lagen im Längstwellenbereich.

Die Funktechnik erhielt ihren Namen vom Funkensender. Mit Hilfe eines elektrisch erzeugten Funkens gelang es, Hochfrequenzsignale zu erzeugen. Die Technik des Funkensenders konnte nicht befriedigen. Mit dem Lichtbogensender wurde ein Schritt nach vorne gemacht. Der Lichtbogen weist einen negativen Innenwiderstand auf. Schaltet man einen solchen parallel zu einem Schwingkreis, so wird dieser entdämpft und erzeugt eine ungedämpfte Schwingung. Ein wirklich brauchbarer Sender liess sich jedoch nur mit Röhren bauen. Der einfachste Sender besteht aus einem einstufigen Hochfrequenzgenerator. Solche Generatoren heissen Oszillatoren. Heute werden fast ausschliesslich Röhren und Transistoren in Oszillatorschaltungen eingesetzt. Spezielle Schaltungen nutzen den negativen Innenwiderstand von Tunnelknoten zur Erzeugung von Hochfrequenzschwingungen aus.

Oszillatoren sind in den verschiedenartigsten Baugruppen der Elektronik und der Nachrichtentechnik anzutreffen. Jeder Sender benötigt einen Oszillator als Steuersender zur Erzeugung des Sendesignals. Jeder Überlagerungsempfänger weist einen oder zwei Oszillatoren zur Signalmischung auf. Spezialempfänger benötigen Oszillatoren zur Hörbarmachung unmodulierter Telegrafiesignale. In Einseitenbandempfängern wird unter Verwendung eines Oszillators der Träger zurückgewonnen.

Die Messtechnik verwendet Oszillatoren in den verschiedenartigsten Messgeräten. Messsender benötigen einen genauen und stabilen Oszillator zur Gewinnung des Ausgangssignals. Tongeneratoren arbeiten mit genauen und klirrfaktorarmen Niederfrequenzoszillatoren. Gleichspannungswandler – die aus einer Gleichspannung eine Wechselspannung oder eine andere Gleichspannung gewinnen – arbeiten meistens nach dem Oszillatorprinzip.

2. Was wissen Sie schon über Oszillatoren? (Lösung Seite 479)

- Welches sind die wesentlichen Bauelemente eines Oszillators?
- Welche Bedingungen müssen erfüllt sein, damit ein Oszillator schwingt?
- Welche Vorteile bietet der Quarzoszillator gegenüber dem Oszillator mit Schwingkreisen?
- Welches ist der Nachteil des Quarzoszillators?
- Was ist eine Tunnelknoten?

- f) Auf welchem Prinzip basiert die Funktionsweise eines Oszillators mit einer Tunnel-diode?
- g) Kennen Sie Prüfmethode(n), mit denen sich nachweisen lässt, ob ein HF-Oszillator schwingt?

3. Oszillatoren

a. Definition

Ein Oszillator ist eine Schaltung, die mit Hilfe von aktiven Elementen – Röhren, Transistoren und negativen Widerständen – und mit Hilfe von frequenzbestimmenden Bauteilen – Schwingkreise, RC- und RL-Glieder und Schwingquarzen – ein Wechselspannungssignal mit einer bestimmten Frequenz und einer bestimmten Kurvenform erzeugt.

b. Prinzip der Selbsterregung

Jeder Verstärker kann als Oszillator wirken, wenn mittels **Rückkopplung** ein Teil des Ausgangssignals auf den Eingang des Verstärkers zurückgeführt wird. Das Prinzip der Selbsterregung ist im Blockschaltbild nach Bild 210 aufgezeichnet.

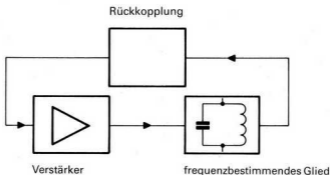


Bild 210

Führt man dem Verstärker von aussen eine kleine Wechselspannung zu, so wird diese verstärkt. Der Verstärker wirkt dank dem frequenzbestimmenden Glied selektiv, er verstärkt nur eine Frequenz. Die Erregung des Verstärkers muss deshalb mit der Frequenz des frequenzbestimmenden Gliedes erfolgen. Vom Verstärkerausgang wird nun über den Rückkopplungskanal ein Teil der verstärkten Energie auf den Eingang zurückgeführt. Der Rückkopplungskanal sorgt dafür, dass die rückgekoppelte Spannung die gleiche Phase aufweist, wie das Eingangssignal des Verstärkers. Eine solche Rückkopplung wird als **Mitkopplung** bezeichnet. Das rückgekoppelte Signal addiert sich zum Eingangssignal, das Eingangssignal wird um den Betrag des Rückkopplungssignals grösser. Ein grösseres Eingangssignal hat ein grösseres Ausgangssignal zur Folge, was wiederum

ein Ansteigen des rückgekoppelten Signals verursacht, wodurch die Eingangsspannung erneut zunimmt. Der Kreislauf ist geschlossen, die Kettenreaktion ausgelöst. Sobald sich die Rückkopplungsspannung auf einen gewissen Wert aufgeschaukelt hat, bedarf es keiner Fremdspannung am Gitter mehr. Das System funktioniert als Oszillator.

Die Mitkopplung wird so stark gemacht, dass schon ein kleiner Impuls oder eine geringe Störspannung – verursacht durch Netzspannungsschwankungen oder Unregelmässigkeiten in der Katodenemission der Röhre – genügt, um die Schwingung anzufachen:

Die erzeugte Schwingung weist die Frequenz des frequenzbestimmenden Gliedes auf, da nur diese Frequenz im Verstärker verstärkt wird. Als frequenzbestimmendes Element wird meistens ein LC-Schwingkreis oder ein LR- oder CR-Glied verwendet.

Die Mitkopplung lässt sich mit der Gegenkopplung vergleichen. Der Unterschied besteht in der Phasenlage der zurückgeführten Spannung. Mit der Gegenkopplung will man eine Verkleinerung des Eingangssignals erzielen, wodurch die erreichbare Verstärkung kleiner wird. Aus diesem Grund weist die rückgeführte Spannung zur Eingangsspannung eine Phasenverschiebung von 180° auf. Mit der Mitkopplung soll das Gegenteil erreicht werden, das wirksame Eingangssignal soll durch die Rückkopplungsspannung vergrössert werden, weshalb rückgeführtes Signal und Eingangssignal gleiche Phasenlage aufweisen.

c. Die Rückkopplungsbedingungen

Zur Anfachung und Aufrechterhaltung einer Schwingung in einer Rückkopplungsschaltung müssen zwei Bedingungen erfüllt sein: Die **Amplitudenbedingung** und die **Phasenbedingung**. Das heisst: Die rückgekoppelte Spannung muss eine gewisse minimale Amplitude aufweisen und zum Eingangssignal phasengleich sein. Die Rückkopplungsbedingungen sollen anhand der klassischen Rückkopplungsschaltung von **Meissner** besprochen werden. Bild 211 zeigt den **Meissner-Oszillator**.

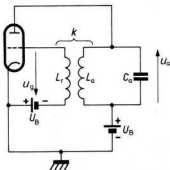


Bild 211

Anodenseitig ist der Oszillator wie ein selektiver HF-Verstärker geschaltet. Der Schwingkreis L_a - C_a ist auf die zu erzeugende Frequenz abgestimmt. Denken wir uns vorerst im Gitterkreis an Stelle der Spule L_r einen HF-Generator, dann haben wir einen einfachen HF-Verstärker vor uns. Bei einem Oszillator wird das Steuerungssignal jedoch nicht von einem externen Generator, sondern von der Schaltung selber geliefert. Diese Aufgabe übernimmt die Rückkopplungsspule L_r . Sie ist induktiv an den Anodenschwingkreis angekoppelt. Über diese induktive Kopplung gelangt ein Teil des Signals vom Anodenschwingkreis auf das Gitter zurück. Da in der Verstärkerstufe die Phase der verstärkten Spannung um 180° gedreht wird, muss diese Phasendrehung rückgängig gemacht werden, damit das rückgekoppelte Signal phasenrichtig auf das Gitter gelangt. Diese Phasenkorrektur erfolgt beim Meissner-Oszillator einfach dadurch, dass man die Rückkopplungswicklung L_r umpolt. Durch diese Massnahme ist bei diesem Oszillatortyp die **Phasenbilanz** erfüllt. Der Betrag der rückgeführten Spannung u_g hängt vom **Rückkopplungsfaktor** β ab. Der Rückkopplungsfaktor gibt an, in welchem Verhältnis die rückgekoppelte Spannung zur Anodenwechselspannung steht.

$$-\beta = \frac{u_g}{u_a}$$

Das Minuszeichen deutet die Phasendrehung um 180° an. Es ist nun leicht einzusehen, dass der Rückkopplungsfaktor durch die Verstärkung der Stufe bestimmt ist. Je grösser die Verstärkung, desto weniger Steuerspannung ist erforderlich. Das bedeutet, dass der Rückkopplungsfaktor mit zunehmender Verstärkung kleiner gewählt werden kann. Er muss mindestens so gross sein, dass das Steuerungssignal zur Anfachung der Schwingung ausreicht. Dies ist dann der Fall, wenn das Produkt aus Rückkopplungsfaktor und Verstärkung gleich Eins wird. Damit ein Oszillator sicher schwingt, wird dieses Produkt immer etwas grösser als Eins gemacht, da sonst die Gefahr besteht, dass bereits bei kleinen Spannungsschwankungen die Schwingungen abreissen. Die algebraische Formel für die **Amplitudenbilanz** wurde erstmals von Barkhausen angegeben, sie trägt deshalb seinen Namen.

$$v \cdot \beta \geq 1$$

β = Rückkopplungsfaktor

v = Verstärkung

d. Die Amplitudenstabilisierung

Mit Bild 211 haben wir die prinzipielle Funktionsweise des Meissner-Oszillators kennengelernt. Anhand von Bild 212 wollen wir uns in die Details der Schaltung einarbeiten.

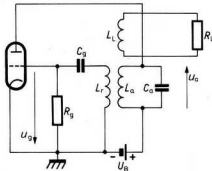
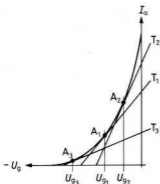


Bild 212

Die Schaltung nach Bild 211 funktioniert wohl in der Praxis, die erzeugte Schwingung ist jedoch dabei nicht besonders stabil. Schwankungen der Speisespannung oder der Belastung beeinflussen das Oszillatorsignal in untragbarer Weise. Die Amplitude des Signals soll unabhängig von äusseren Einflüssen möglichst konstant bleiben. Zudem soll es möglichst sinusförmig sein, um keine unerwünschten Oberwellen zu erzeugen. Die Stabilisierung der erzeugten Schwingung erfolgt im Oszillator nach Bild 212 durch automatische Regelung der Verstärkung der Röhre.

Zu diesem Zweck wird die Gittervorspannung automatisch erzeugt. Ihr Spannungswert richtet sich nach der Grösse der Rückkopplungsspannung. Bei nicht schwingendem Oszillator ist das Steuergitter ohne negative Vorspannung, da es über den Gitterableitwiderstand R_g direkt an die Katode gelegt wird. Sobald der Oszillator anschwingt, wird das Rückkopplungssignal der Spule L_r an der Gitter-Katodenstrecke – die wie eine Diode wirkt – gleichgerichtet. Dabei baut sich über dem Gitterableitwiderstand eine Gleichspannung auf, deren Polarität so gerichtet ist, dass das Gitter gegenüber der Katode negativ wird. Der Gitterkondensator C_g übernimmt dabei eine Doppelaufgabe; er trennt gleichstrommässig den Gitterableitwiderstand von der Rückkopplungsspule – diese würde die erzeugte Gleichspannung über R_g kurzschliessen – und er dient als Ladekondensator für die gleichgerichtete Hochfrequenzspannung. Wenn der Oszillator eingeschwungen ist, entspricht die automatische Gittervorspannung ungefähr dem Spitzenwert der Hochfrequenzspannung über der Rückkopplungsspule L_r . Wenn nun aus irgend einem Grund – sei es durch Betriebsspannungsschwankungen oder durch Änderungen in der Belastung – die Amplitude der erzeugten Schwingung zunimmt, so steigt sofort die automatische Gittervorspannung an und verschiebt somit den Arbeitspunkt in ein Gebiet geringerer Steilheit, wodurch die Verstärkung absinkt und die Amplitude des Oszillatorsignals wieder auf den ursprünglichen Wert zurückgeht. Dadurch werden äussere Störeinflüsse fast vollkommen

ausgeglichen. Dasselbe gilt natürlich für den Fall, wo die Schwingungsamplitude abnimmt. Die Gittervorspannung wird dadurch kleiner, der Arbeitspunkt verschiebt sich in einen Bereich grösserer Steilheit, die Verstärkung nimmt zu, womit die Abweichung wieder korrigiert wird. Bild 213 zeigt den Regelvorgang.



- A_1 = Arbeitspunkt im Normalfall.
- A_2 = Arbeitspunkt bei sinkender Ausgangsspannung, die Steilheit und somit die Verstärkung steigen an.
- A_3 = Arbeitspunkt bei steigender Ausgangsspannung, die Steilheit und somit die Verstärkung sinken ab.

Bild 213

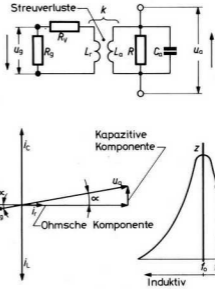
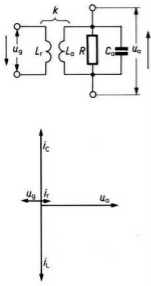
Wir haben gelernt, dass das Produkt von Verstärkung und Rückkopplungsfaktor immer grösser als Eins sein soll. Die automatische Verstärkungsregelung sorgt nun dafür, dass dieses Produkt immer Eins bleibt. Der Oszillator wird so dimensioniert, dass das Produkt Verstärkung mal Rückkopplungsfaktor etwa den Wert 1,5...2 erreicht. Die automatische Gittervorspannung sorgt dann dafür, dass die Verstärkung so reduziert wird, dass sie mit dem Rückkopplungsfaktor multipliziert den Wert Eins ergibt. Dadurch hat der Oszillator eine genügende Reserve, um Betriebsspannungsschwankungen, Röhrenalterungen und Belastungsänderungen auszugleichen. Jeder Oszillator wird mehr oder weniger belastet. Die Grösse der Belastung hängt vom Verwendungszweck des Oszillators ab. In Bild 212 ist die Last durch einen Ohmschen Widerstand dargestellt.

Die Grösse des RC-Gliedes ist vom Verwendungszweck des Oszillators abhängig. Ein Oszillator für eine feste Frequenz arbeitet am stabilsten und mit kleinsten Verzerrungen, wenn der Widerstand R_g Werte zwischen 0,2...2 M aufweist. Ist der Oszillator dagegen für mehrere Frequenzen konzipiert, muss für alle Frequenzen ein sicheres Anschwingen garantiert werden. Dies wird erreicht, indem der Wert von R_g auf etwa 50k herabgesetzt wird. Die Grösse des Gitterkondensators C_g schwankt zwischen 50...200 pF. Die sich ergebende Zeitkonstante muss auf alle Fälle genügen, um die gleichgerichtete HF-Spannung richtig auszuglätten. Wird die Zeitkonstante jedoch zu gross, dann entstehen Kippschwankungen. Diese Tatsache wird in den Sperrschwingern der Impulstechnik ausgenützt. Die Kippschwankungen werden durch das zu langsame Sperrern der Röhre infolge der zu hohen Zeitkonstante des Gittergliedes erzeugt.

Die Bedämpfung des Rückkopplungskreises und somit auch des Anodenschwingkreises durch den Gitterableitwiderstand und den Gitterstrom verursacht eine unerwünschte Phasenverschiebung. Die Rückkopplungsspule wirkt nicht mehr rein induktiv, da ihr eine Ohmsche Last parallel liegt. Der Phasenfehler korrigiert sich automatisch selber, indem der Oszillator nicht genau auf der Resonanzfrequenz des Anodenschwingkreises schwingt, sondern etwas oberhalb. Grundsätzlich korrigiert sich jeder Phasenfehler des Rückkopplungszweiges selber, indem sich die Oszillatorfrequenz auf der Resonanzkurve des Anodenschwingkreises dort einstellt, wo der genau gleich grosse Phasenfehler jedoch mit umgekehrtem Vorzeichen auftritt. Bild 214 erklärt den Vorgang.

Idealfall
 im Rückkopplungsweg treten weder ohmsche Verluste noch Streuverluste auf.

Normalfall
 im Rückkopplungsweg treten ohmsche Verluste und Streuverluste auf. Diese bedingen den Phasenfehler α , der kompensiert werden muss, wodurch der Anodenkreis kapazitiv wird. Der Oszillator schwingt höher als f_0 .



Oszillator schwingt höher als f_0 . Die Schwingfrequenz f_s liegt auf der kapazitiven Flanke des Schwingkreises.

Bild 214

Der durch die Ohmschen Verluste und die bei jeder induktiven Kopplung auftretenden Streuverluste verursachte Phasenfehler α verursacht ein Abwandern der Schwingfrequenz f_s auf den kapazitiven Ast der Resonanzkurve des Anodenschwingkreises.

Dieser Phasenfehler ist natürlich belastungsabhängig. Der Belastungswiderstand R_L dämpft den Kreis. Die Grösse der Last R_L beeinflusst den Winkel α , dieser wiederum bestimmt den Ort auf der Resonanzkurve des Anodenschwingkreises für die Schwingfrequenz f_s . Die Oszillatorfrequenz hängt demzufolge in gewissen Grenzen von der Belastung des Oszillators ab.

Die meisten Oszillatoren sind mit Trioden bestückt, da der Verstärkungsfaktor der Pentoden zu gross ist. Dies mag sonderbar anmuten, man muss sich jedoch nur die Auswirkungen eines hohen Verstärkungsfaktors auf die Kopplung ansehen, um zu verstehen, warum keine zu grossen Verstärkungen erwünscht sind. Nach der Barkhausenformel ergibt das Produkt von Verstärkung und Rückkopplungsfaktor den Wert Eins. Wenn nun die Verstärkung hohe Werte annimmt, wird der Rückkopplungsfaktor immer kleiner und erreicht Werte, deren genaue Einhaltung in der Praxis Schwierigkeiten bereitet.

e. Der Schwingquarz

Bevor wir uns mit weiteren Oszillatorschaltungen befassen, wollen wir einen Bauteil studieren, der in Oszillatoren häufig anzutreffen ist: Den Schwingquarz.

ea. Definition

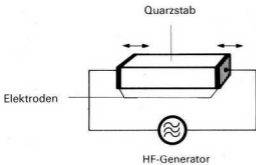
Der Schwingquarz besteht aus einem Plättchen aus Quarzkristall mit in der Regel zwei Elektroden. Er stellt einen elektromechanischen Wandler dar, der elektrische Energie in mechanische Energie wandelt und umgekehrt. Elektrisch betrachtet wirkt ein Schwingquarz wie ein Schwingkreis mit sehr grosser Güte. Er weist zwei eng beieinander liegende Resonanzen auf: Eine Serienresonanz und eine Parallelresonanz.

eb. Funktionsprinzip

An Platten und Stäben, die in bestimmten Richtungen aus gewissen Kristallen herausgeschnitten sind, entstehen durch mechanischen Druck oder Zug elektrische Ladungen. Umgekehrt kann man durch Anbringen elektrischer Ladungen diese Quarze mechanisch verformen, indem sich diese unter dem Einfluss dieser Ladungen ausdehnen oder zusammenziehen.

Die Elektronik macht sich diese Eigenschaften des Quarzes zunutze. Wird nämlich ein Quarz elektrisch mit einer Frequenz angeregt, die seiner mechanischen Resonanzfrequenz entspricht, so wirkt er wie ein Schwingkreis mit sehr grosser Güte.

Bild 215 zeigt das Funktionsprinzip eines Quarzes. In diesem Beispiel wird ein stabförmiger Quarz verwendet. Unter dem Einfluss der angelegten Spannung ändert sich dabei die Stablänge.

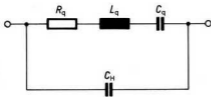


Quarz führt im Rhythmus der Frequenz der angelegten Spannung Änderungen der Stablänge aus

Bild 215

Entspricht die Erregerfrequenz der mechanischen Eigenresonanz des Stabes, so werden die Schwingungen am grössten. Der Quarz wirkt dann wie ein Schwingkreis. Es ist nun leicht einzusehen, dass man die Resonanzfrequenz des Quarzes durch entsprechende Wahl seiner geometrischen Abmessungen frei wählen kann. Alle Vorgänge die sich dabei im Quarz abspielen, sind auf den **piezoelektrischen Effekt** zurückzuführen. Der piezoelektrische Effekt erklärt die physikalischen Vorgänge im Kristall. Wir wollen uns nicht mit dem sehr komplizierten Mechanismus befassen, sondern lediglich zur Kenntnis nehmen, dass dank dem besonderen Molekularaufbau des Quarzes unter dem Einfluss einer mechanischen Deformation Ladungen auftreten.

Für das elektrische Verhalten des Quarzes lässt sich eine Ersatzschaltung aufzeichnen. Das Ersatzschaltbild nach Bild 216 erlaubt die rechnerische Erfassung der Quarzeigenschaften.



C_H = Halterungskapazität
 C_q = Quarzkapazität
 L_q = Quarzinduktivität
 R_q = Quarzverlustwiderstand

Bild 216

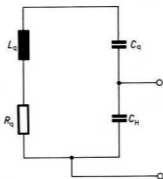
Quarzkapazität, Quarzinduktivität und Quarzverlustwiderstand sind ausschliesslich durch den Quarz bestimmt. Die Halterungskapazität setzt sich zusammen aus der Kapazität des Quarzhalters und aus der Schaltkapazität.

Die Werte der Kapazitäten, der Induktivität und des Verlustwiderstandes sowie der Halterungskapazität hängen stark von der Art des Quarzes ab. Die Halterungskapazität bewegt sich in der Grössenordnung von pF, die Quarzkapazität schwankt zwischen einigen Tausendstels- und einigen Hundertstelspicofarad, die Quarzinduktivität ist wegen der äusserst kleinen Quarzkapazitäten sehr gross, sie bewegt sich in der Grössenordnung von Henrys. Der Quarzverlustwiderstand nimmt Werte von einigen Ω bis zu einigen k Ω an.

Das Ersatzschaltbild erklärt die Erscheinung der zwei Resonanzfrequenzen des Quarzes. Die Serieresonanzfrequenz wird ausschliesslich durch C_q , L_q und R_q bestimmt. Sie errechnet sich nach der Thomsonschen Schwingkreisformel.

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q \cdot C_q}}$$

Zeichnet man das Ersatzschaltbild des Quarzes nach Bild 217 um, so erkennt man den Parallelschwingkreis im Quarz.



der Quarz als
Parallelschwingkreis

Bild 217

Die Halterungskapazität und die Quarzkapazität sind in Serie geschaltet. Die Parallelresonanzfrequenz ergibt sich demzufolge zu:

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{C_H \cdot C_q}{C_H + C_q} \cdot L_q}}$$

Da die Halterungskapazität um einige Zehnerpotenzen grösser ist als die Quarzkapazität, liegen die beiden Resonanzfrequenzen sehr nahe beieinander. Die Parallelresonanzfrequenz ist etwas höher als die Serieneresonanzfrequenz, da für die Parallelresonanz die beiden Kapazitäten in Serie geschaltet sind.

Da der Quarz über C_H angeschlossen ist, wird der sehr grosse Resonanzwiderstand der Parallelresonanz heruntertransformiert. C_H und C_q bilden dabei Transformationsglieder.

Man unterscheidet zwischen **Schwingquarzen** und **Filterquarzen**. Wobei die Schwingquarze in Oszillatoren als frequenzbestimmendes Element eingesetzt werden und die Filterquarze in Filtern als frequenzbestimmende Bauteile Verwendung finden.

ec. Quarzarten

Je nach Frequenzbereich werden verschiedenartig geschnittene Quarze verwendet. Tabelle 4 zeigt die elektrischen Daten der verschiedenen Quarze.

Typ	Frequenzbereich	C_q [pF]	R_q [k Ω]
Biegequarz	1...50 kHz	$3...5 \cdot 10^{-3}$	10...150
Längsdehnungsschwinger	50...200 kHz	0,02...0,15	2...6
Flächenscherungsschwinger	150...800 kHz	$7...40 \cdot 10^{-3}$	0,5...10
Dickendehnungsschwinger	0,5...20 MHz	$5...30 \cdot 10^{-3}$	0,002...2
Oberwellenquarz	10...150 MHz	$1...3 \cdot 10^{-3}$	0,01...0,06

Tabelle 4

Beim **Biegequarz** handelt es sich nach Bild 218 um einen Quarzstab, der um seine Längsachse schwingt. Die Frequenz wird durch die Stablänge bestimmt.



Quarzstab

Bild 218

Der **Längsdehnungsschwinger** besteht ebenfalls aus einem Quarzstab. Die Schwingung besteht jedoch im periodischen Schwanken der Stablänge. Die Stablänge ist frequenzbestimmend. Bild 219 zeigt das Prinzip des Längsschwingers.

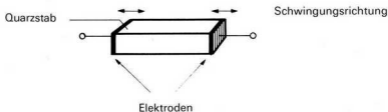


Bild 219

Der **Flächenscherungsschwinger** besteht nach Bild 220 aus einer runden oder quadratischen Quarzscheibe. Es entstehen zwei gegenphasige Schwingungen entlang der Quarzfläche. Die beiden Schwingungen stehen senkrecht zueinander. Frequenzbestimmend sind die Kantenlängen oder der Scheibendurchmesser.

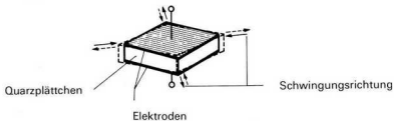


Bild 220

Der **Dickendehnungsschwinger** ist gleich aufgebaut wie der Flächenscherungsschwinger. Der Quarz ist jedoch in einer anderen Richtung aus dem Kristall herausgeschnitten. Die Schwingungen entstehen senkrecht zur Scheibendicke. Die Scheibendicke bestimmt die Frequenz. Bild 221 zeigt einen Dickenscherungsschwinger.

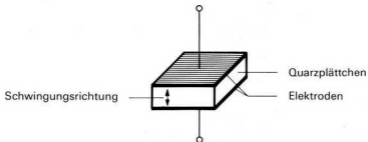


Bild 221

Der **Oberwellenquarz** ist gleich aufgebaut wie der Dickendehnungsschwinger. Er wird auf den ungeradzahigen Oberwellen der Grundfrequenz betrieben.

ed. Quarzdaten

Temperaturkoeffizient

Der Temperaturkoeffizient der Frequenz entspricht der relativen Frequenzänderung des Quarzes bezogen auf eine Temperaturänderung von 1°C .

Quarzbelastung

Unter Quarzbelastung versteht man die Leistung, die Spannung oder den Strom, mit welchen der Quarz belastet werden darf. Zu hohe Quarzbelastung bewirkt durch Erwärmung ein Abwandern der Frequenz. Bei zu grosser Überbelastung wird der Quarz zerstört. Bei Schaltungen, wo es auf sehr gute Frequenzkonstanz ankommt, wird die Belastung des Quarzes so klein wie möglich gemacht.

Nennfrequenz

Die Nennfrequenz entspricht der Frequenz, für welche der Quarz gebaut wurde. Sie wird in der Regel auf dem Quarz angegeben. Wenn es sich dabei um die Parallelresonanzfrequenz handelt, wird die notwendige Schaltkapazität vermerkt.

Arbeitsfrequenz

Die Arbeitsfrequenz entspricht der Frequenz, auf welcher ein quarzgesteuerter Oszillator schwingt. Wir wissen, dass Oszillatoren nie genau mit der Resonanzfrequenz des frequenzbestimmenden Kreises schwingen, da Phasenfehler des Rückkopplungsweges ausgeglichen werden müssen. Diese Auflage gilt natürlich auch für den Quarzoszillator.

ef. Das Ziehen des Quarzes

Die Quarzfrequenzen lassen sich durch Parallel- und Serieschaltung von Blindwiderständen in gewissen engen Grenzen beeinflussen. Von dieser Möglichkeit macht man immer dann Gebrauch, wenn die Frequenz eines Oszillators genau abgeglichen werden soll. Bild 222 zeigt die verschiedenen Möglichkeiten für das Ziehen der Quarzfrequenz.

Das Ziehen des Quarzes

Die Serieresonanzfrequenz ist durch L_q und C_q gegeben. Die Parallelresonanz ist zudem von C_H abhängig.

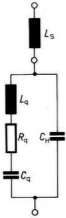
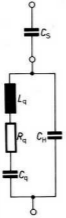
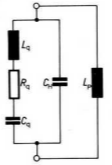
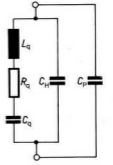
Serie - schaltung L_S	Serie - schaltung C_S	Parallelschaltung L_P	Parallelschaltung C_P
			
f_p bleibt f_s sinkt um einige 10^{-3}	f_p bleibt f_s steigt um einige 10^{-4}	f_s bleibt f_p steigt leicht an	f_s bleibt f_p sinkt leicht ab

Bild 222

4. Die gebräuchlichsten Oszillatorschaltungen

a. Die induktive Dreipunktschaltung (Hartley-Oszillator)

Bild 223 zeigt den Hartley-Oszillator mit einer Röhre.

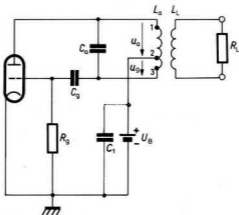


Bild 223

Die Rückkopplungsspannung wird zwischen den Punkten 2 und 3 der Schwingkreisspule L_a abgenommen. Die Spule wirkt als Autotransformator. Die Schwingkreisspannung u_a und die Rückkopplungsspannung u_g haben demzufolge gleiche Phase. Da jedoch der Punkt 2 hochfrequenzmässig an Masse liegt, ist die Rückkopplungsspannung gegenüber der Kreisspannung um 180° gedreht. Auch hier verursacht die Belastung der Rückkopplungswicklung durch den Gitterableitwiderstand R_g und den Gitterstrom einen Phasenfehler, der dadurch ausgeglichen wird, dass die Schaltung etwas neben der Resonanzfrequenz des Kreises L_a - C_a schwingt. Die Anschlusspunkte 1 bis 3 der Kreisspule L_a haben der Schaltung den Namen **Dreipunktschaltung** gegeben. Da die Rückkopplung dabei induktiv erfolgt, heisst dieser Oszillator **induktiver Dreipunktoszillator** oder nach seinem Erfinder **Hartley-Oszillator**.

Der Hartley-Oszillator ist auch mit Transistoren möglich. Bild 224 zeigt eine Ausführung.

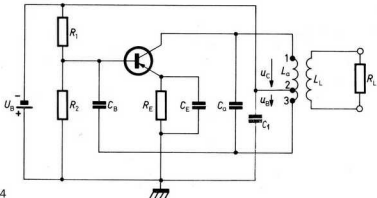


Bild 224

Das Funktionsprinzip bleibt dasselbe wie beim Röhrenoszillator. Die Dämpfung der Rückkopplungswicklung ist jedoch grösser als beim Röhrenoszillator, da der Eingang des Transistors in der Emitterschaltung niederohmig ist. Dadurch wird der Phasenfehler grösser, der Oszillator schwingt weiter weg von der Resonanzfrequenz als der Röhrenoszillator. Da dadurch die wirksame Kreisimpedanz absinkt, wird die Verstärkung geringer, was durch eine grössere Windungszahl der Rückkopplungsspule ausgeglichen werden muss. Der kapazitiv überbrückte Emittterwiderstand R_E wirkt stabilisierend für die Verstärkung. Diese wird auch durch die Eingangseigenschaften des Transistors weitgehend ausgeregelt, indem der Eingangswiderstand zwischen Basis und Emittter mit zunehmender Aussteuerung immer kleiner wird, was zu einer zusätzlichen Dämpfung des Rückkopplungskreises führt.

b. Die kapazitive Dreipunktschaltung (Colpitts-Oszillator)

Bild 225 zeigt den Colpitts-Oszillator mit einer Röhre.

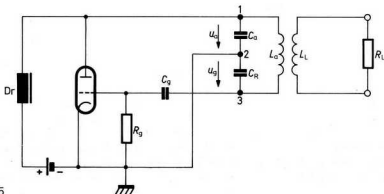


Bild 225

Teilt man an Stelle der Induktivität die Kapazität des Schwingkreises in zwei Teilkapazitäten auf, so erhält man wiederum die drei Anschlusspunkte 1 bis 3. Das Verhältnis der beiden Kapazitäten C_R und C_a ergibt den Kopplungsfaktor. Auch hier wird die Phasenbedingung automatisch erfüllt, da die Teilspannungen u_a und u_g gleiche Phase haben und der gemeinsame Masseanschluss – Punkt 2 – zwischen den beiden Kondensatoren liegt. Auch diese Schaltung schwingt nicht ganz genau auf der Resonanzfrequenz des Anodenkreises, da parallel zu C_R der dämpfende Gitterableitwiderstand und die Gitterstrom führende Gitter-Katodenstrecke der Röhre liegen. Der dadurch verursachte Phasenfehler der Rückkopplungsspannung u_g wird auf die bekannte Art durch Verschieben des Arbeitspunktes auf der Resonanzkurve des Anodenkreises von der Resonanzfrequenz weg kompensiert. Eine weitere Besonderheit der Schaltung ist die **Parallelspeisung** der Anode. Die Anodenspannung kann der Röhre nur über die Drossel D_r zugeführt werden. Dabei ist es grundsätzlich gleichgültig, ob die Drossel direkt an der Anode – Punkt 1 – oder am Gitter – Punkt 3 – angeschlossen wird. Üblich ist jedoch die Zuführung der Anodenspannung direkt zur Anode. Die Drossel D_r weist eine so grosse Induktivität auf, dass sie für die Hochfrequenzspannung an der Anode praktisch als Sperre wirkt. Ohne diese Drossel würde der Anodenkreis über die Spannungsquelle kurzgeschlossen. Die Werte der Drosselinduktivität liegen für HF-Oszillatoren in der Grössenordnung von einigen mH. Der Colpitts-Oszillator wird praktisch nur für feste Frequenzen verwendet. Ein Abstimmen des Anodenkreises würde einen Spezialzweifachdrehkondensator notwendig machen, der bei Kapazitätsänderungen das Spannungsteilverhältnis beibehält, oder eine Kreisinduktivität, die verändert werden könnte, was ein Variometer bedingen würde; genaue Variometer sind jedoch teuer.

Der Colpitts-Oszillator lässt sich auch mit Transistoren bauen. Bild 226 zeigt einen transistorisierten Colpitts-Oszillator.

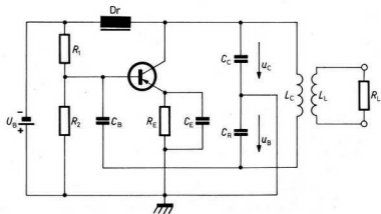


Bild 226

Die Funktionsweise ist dieselbe wie beim Röhrenoszillator. Was über den transistorisierten Hartley-Oszillator gesagt wurde, gilt auch für den mit einem Transistor bestückten Colpitt-Oszillator.

c. Der Huth-Kühn-Oszillator

Beim Huth-Kühn-Oszillator nach Bild 227 ist äusserlich kein Rückkopplungsweg sichtbar. Wir erinnern uns jedoch, dass ein HF-Verstärker mit einer Triode nur schwer realisierbar ist, da solche Verstärker ohne Neutralisation der Gitter-Anodenkapazität unerwünscht schwingen. Diesen Effekt macht sich der Huth-Kühn-Oszillator zur Nutze.

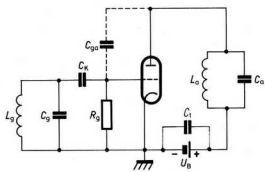


Bild 227

Die Induktivität L_g des Gitterschwingkreises ist **nicht** mit der Induktivität L_a des Anodenschwingkreises gekoppelt. Die Rückkopplungsspannung gelangt über die Gitter-Anodenkapazität C_{ga} der Röhre vom Anodenkreis auf den Gitterkreis. Die Phasenverschiebung von 180° zwischen Anodenwechselfspannung und Rückkopplungsspannung kommt nur dann zustande, wenn Anodenkreis **und** Gitterkreis induktiv sind. Der Oszillator schwingt demzufolge etwas **unterhalb** der Resonanzfrequenz der beiden Kreise. In der gezeigten Form wird der Huth-Kühn-Oszillator in der Praxis kaum verwendet, da er zwei abgestimmte Schwingkreise benötigt. Er bildet jedoch die Basis der Quarzoszillatoren. Eine bekannte Quarzoszillatorschaltung, die im Prinzip der Huth-Kühn-Schaltung entspricht, ist der Pierce-Oszillator.

d. Der Pierce-Oszillator

Bild 228 zeigt den Pierce-Oszillator. Er entspricht im Prinzip dem Huth-Kühn-Oszillator. An Stelle des Gitterschwingkreises wird ein Quarz verwendet.

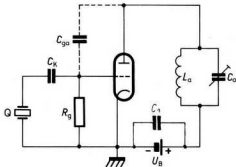


Bild 228

Die Rückkopplung erfolgt über die Gitter-Anodenkapazität C_{ga} . Da der Anodenschwingkreis und der Gitterschwingkreis zur Erfüllung der Phasenbedingung der Rückkopplung induktiv sein müssen, schwingt der Oszillator leicht unterhalb der Parallelresonanzfrequenz des Quarzes. Der Anodenschwingkreis muss nun so abgestimmt werden, dass er ebenfalls leicht induktiv wird. Die richtige Abstimmung findet man am besten, wenn man den Anodenstrom misst und beim Durchstimmen des Kondensators C_a dessen Verlauf beobachtet. Im schwingenden Zustand ist der Anodenstrom kleiner als in nichtschwingendem, da dann die automatische Gittervorspannung wegfällt. Bild 229 zeigt den Anodenstromverlauf in Funktion der Kreiskapazität. Man stimmt nun den Kreis so ab, dass der Oszillator leicht oberhalb des Anodenstromminimums schwingt, da dieser Zustand sehr stabil bleibt.

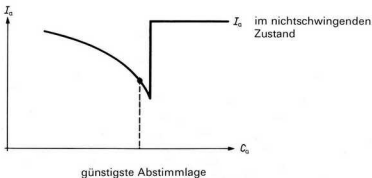


Bild 229

e. Quarzoszillator mit Schwingquarz im Rückkopplungsweg

Eine weitere Möglichkeit zur Stabilisierung eines Oszillators besteht darin, dass der Quarz in den Rückkopplungskanal geschaltet wird. Für die **Serieresonanzfrequenz** ist dann nur der Verlustwiderstand R_q wirksam. Der Rückkopplungskanal weist für die Serieresonanz des Quarzes die kleinste Impedanz auf. Als Folge davon schwingt der Oszillator auf der Serieresonanzfrequenz des Quarzes. Bild 230 zeigt einen transistorisierten Oszillator mit dem Quarz im Rückkopplungsweg. Die gleiche Schaltung ist natürlich auch mit einer Röhre möglich.

L_q dient zum Wegstimmen der Halterungs- und Schaltkapazität

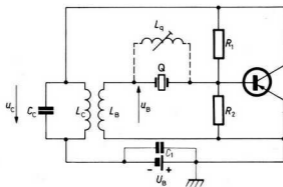


Bild 230

Es handelt sich im Prinzip um einen Meissner-Oszillator, der sich nur mit der Serieresonanzfrequenz des Quarzes erregen kann. Da die Quarzwiderstände R_q je nach Quarztyp recht hohe Werte annehmen können, kann es vorkommen, dass der Blindwiderstand der Halterungs- und Schaltkapazität kleiner wird als der Quarzwiderstand. In diesem Fall hat der Quarz keinen Einfluss mehr, die Schaltung schwingt etwas neben der Resonanzfrequenz des Kollektorkreises L_c - C_c wie ein gewöhnlicher Meissner-Oszillator. Man ist deshalb gezwungen, die Halterungs- und Schaltkapazität unwirksam zu machen. Zu diesem Zweck wird parallel zum Quarz eine Induktivität geschaltet, die sich abstimmen lässt. Diese Spule wird dann so abgeglichen, dass ihr Blindwiderstand gleich gross ist wie der Blindwiderstand der Parallelkapazitäten, wodurch diese unwirksam gemacht werden. In Bild 230 ist diese Zusatzinduktivität gestrichelt angedeutet.

f. Der Elektronengekoppelte Oszillator (ECO-Schaltung)

Der elektronengekoppelte Oszillator nach Bild 231 wird vorerst noch ausschliesslich mit Röhren bestückt, da momentan noch keine Halbleiter verfügbar sind, die eine gleichwertige Schaltung zu bauen erlauben. Wir haben gesehen, dass die Frequenz eines Oszillators leicht belastungsabhängig wird, da die Belastung die Resonanzkurve des Schwingkreises verflacht. Diese unerwünschte Frequenzbeeinflussung lässt sich stark herabsetzen, wenn man zwischen den eigentlichen Oszillator und den Verbraucher eine Trennstufe einschaltet. Eine einfachere und billigere Lösung bietet der *ECO-Oszillator* mit einer Pentode an. Normalerweise werden in Oszillatorschaltungen ausschliesslich Trioden verwendet. Der elektronengekoppelte Oszillator macht dabei eine Ausnahme. Katode, Gitter und Schirmgitter wirken dabei wie eine Triode, während der Ausgangskreis im Anodenkreis liegt.

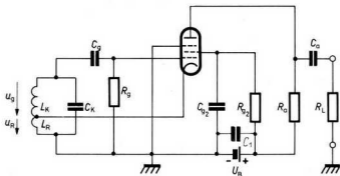


Bild 231

Der frequenzbestimmende Schwingkreis L_K - C_K liegt zwischen Gitter und Masse. Er wird über L_R induktiv angeregt, da der Röhrenstrom über diesen Teil der Schwingkreisspule fliesst. Die Phasenbilanz ist dabei erfüllt, da zwischen der Spannung über L_R und der Gitterwechselspannung keine Phasenverschiebung auftritt. Das für den Oszillator als Anode wirkende Schirmgitter liegt hochfrequenzmässig über C_{g2} an Masse. Der Anodenkreis ist durch den gemeinsamen Elektronen-Strom mit dem Oszillatorsystem gekoppelt, daher der Name «elektronengekoppelter Oszillator». Da zwischen dem Oszillatorkreis und dem Ausgangskreis zwei hochfrequenzmässig geerdete Elektroden – Schirmgitter und Bremsgitter – liegen, ist die Entkopplung zwischen Ausgang und Oszillator sehr gut. Da die Katode Hochfrequenzpotential führt, eignen sich nur Pentoden mit herausgeführtem Bremsgitter für diese Oszillatorschaltung. Auch ist es vorteilhaft, die Heizleitungen über HF-Drosseln anzuschliessen, da sich die Kapazität zwischen Heizfaden und Katode störend auswirken könnte.

g. Der Clapp-Oszillator

Der Clapp-Oszillator ist eine Abwandlung der kapazitiven Dreipunktschaltung. Sein Aufbau ist in Bild 232 festgehalten.

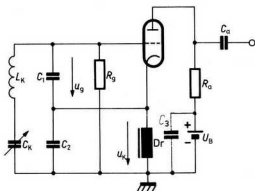


Bild 232

Die Besonderheit der Schaltung liegt darin, dass als frequenzbestimmendes Element ein Serieschwingkreis verwendet wird. Die sehr kleine über dem Serieschwingkreis auftretende Hochfrequenzspannung wird durch C_1 und C_2 kapazitiv aufgeteilt. Die Drossel D_r im Katodenkreis wird vom Anodenwechselstrom durchflossen. Es baut sich an ihr eine Wechselfspannung u_k auf, die den Kreis zum Schwingen anregt. Die an C_1 auftretende Spannung u_g steuert die Röhre aus. Beide Spannungen sind in Phase, wodurch die Phasenbedingung erfüllt ist, da die Spannung über der Katodendrossel im Gegensatz zur Spannung über dem Arbeitswiderstand R_a keine Phasendrehung erfährt.

Die Kondensatoren C_1 und C_2 sind gross im Verhältnis zum Kreiskondensator C_k . Ihre Werte liegen in der Grössenordnung gegen 1000 pF, während der Kreiskondensator etwa 100 pF aufweist. Dadurch kommt eine sehr lose Ankopplung des Schwingkreises an die Röhre zustande, wobei Frequenzunstabilitäten weitgehend vermieden werden. Auch haben bei einem Röhrenwechsel die Röhrenkapazitäten praktisch keinen Einfluss auf die Frequenz. Der Clapp-Oszillator verlangt eine hohe Güte des Kreises L_k - C_k . Sein Nachteil liegt im grossen Einfluss, den die Kreiskapazität C_k auf die Amplitude der erzeugten HF-Schwingung ausübt. Er wird deshalb oft in Oszillatoren verwendet, wo der Variationsbereich der Frequenz des Ausgangssignales nicht allzu gross ist. Sein Signal ist arm an Oberwellen.

Eine andere Form des Clapp-Oszillators mit einem Transistor zeigt Bild 233.

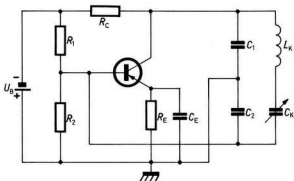


Bild 233

Durch die lose Ankopplung des Seriekreises L_K - C_K an den Transistor haben dessen Eigenschaften nur einen geringen Einfluss auf die erzeugte Frequenz. Temperaturschwankungen oder Exemplarstreuungen wirken sich deshalb nur sehr beschränkt aus. Aus diesem Grund wird der Clapp-Oszillator in Transistorstufen oft verwendet.

5. Messungen an Oszillatoren

a. Kontrolle, ob der Oszillator schwingt

Bei Röhrenoszillatoren lässt sich das richtige Funktionieren des Oszillators leicht mit Gleichspannungsmessungen nachprüfen. Bild 234 zeigt die drei gebräuchlichsten Messungen auf. Der **Test A** beruht auf der Gitterstrommessung. Der Gitterstrom ist ein sicheres Zeichen für das richtige Funktionieren des Oszillators. Will man dabei ganz sicher gehen – es könnte ja infolge eines Röhrenschadens ebenfalls Gitterstrom fließen – so schliessen wir kurzzeitig die Rückkopplungswicklung L_R oder die Anodenwicklung L_a kurz. Bricht dann der Gitterstrom zusammen, so ist dies ein Zeichen, dass der Oszillator schwingt.

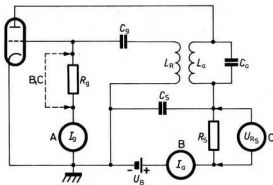


Bild 234

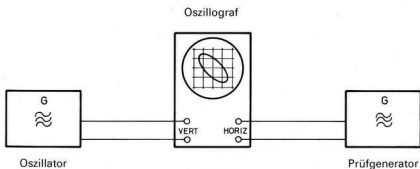
Die Gitterstrommessung hat immer am « kalten » Ende des Gitterableitwiderstandes R_g zu erfolgen. Würde man Gitterseitig messen, so würde der Kreis durch die langen Messkabel verstimmt, was zu einem Abreissen der Schwingungen führen könnte. Die Gitterstrommessung erfordert ein empfindliches Instrument, da die Gitterströme in der Grössenordnung von einigen zehn μA liegen.

Dem **Test B** liegt eine Anodenstrommessung zugrunde. Der Anodenstrom wird am kalten Ende des Siebwiderstandes R_s gemessen. Nachher wird der Gitterkreis kurzgeschlossen unter gleichzeitiger Beachtung des Anodenstromes. Steigt der Anodenstrom im Moment des Kurzschliessens des Gitterkreises an, so bedeutet dies, dass der Oszillator schwingt. Durch den Kurzschluss im Gitterkreis wird die durch den Gitterstrom entstehende Gittervorspannung kurzgeschlossen, was ein Ansteigen des Anodenstromes verursacht. Auf diese Art wird der Gitterstrom indirekt nachgewiesen.

Test C beruht auf demselben Prinzip wie Test B. An Stelle der Anodenstrommessung wird der durch den Anodenstrom verursachte Spannungsabfall über dem Siebwiderstand R_s gemessen. Diese Messung ist immer dann angezeigt, wenn ein Siebwiderstand vorhanden ist, was in den meisten Fällen zutreffen dürfte. Verfügt man über ein HF-Röhrenvoltmeter, so liefert eine direkte Messung der HF-Spannung am Ausgang des Oszillators den Beweis für dessen einwandfreies Funktionieren. Diese Messung ist vor allem bei allen transistorisierten Oszillatoren empfehlenswert, da sich dort der Schwingungsnachweis über eine Gleichstrommessung nicht so einfach bewerkstelligen lässt. Es empfiehlt sich, beim Transistoroszillator von Gleichstrommessungen Abstand zu nehmen, da die Messergebnisse schwieriger zu deuten sind, weil im Basiskreis auch in nicht-schwingendem Zustand ein Strom fliesst.

In vielen Fällen soll nicht nur der Nachweis für das Vorhandensein der Oszillatorspannung erbracht werden, es interessiert auch deren Frequenz. Der einfachste Weg, die Frequenz eines Oszillators zu bestimmen, ist die Kontrolle mit einem Empfänger. Diese Messung ist immer dann angezeigt, wenn die Sollfrequenz des Oszillators bekannt ist und diese im Empfangsbereich des Empfängers liegt. Steht nur ein einfacher Empfänger zur Verfügung, so kann die unmodulierte Oszillatorschwingung lediglich als Rauschen wahrgenommen werden. Ist der Empfänger jedoch für den Empfang unmodulierter Telegrafiesignale eingerichtet, so kann das Oszillatorsignal als Überlagerungston im Lautsprecher hörbar gemacht werden.

Falls wir über einen Oszillografen verfügen, dessen Horizontal- und Vertikalverstärker die zu messende Frequenz verstärken können, so lässt sich diese durch eine Vergleichsmessung einfach bestimmen. Auf den Horizontaleingang gibt man das Signal eines Messenders, während das zu prüfende Signal dem Vertikaleingang zugeführt wird. Die Verstärkung der beiden Kanäle regelt man so ein, dass sich ein Bild ergibt, das den Bildschirm zu etwa zwei Dritteln füllt. Die Frequenz des Prüfgenerators wird nun langsam so lange verändert, bis auf dem Bildschirm ein Kreis oder eine Ellipse erscheint. Dies ist das Zeichen, dass die beiden Signale in ihrer Frequenz übereinstimmen. Bild 235 zeigt das Prinzip.



Diese Messanordnung eignet sich auch gut zur Kontrolle der Frequenzkonstanz eines Oszillators. Anstelle des Messenders wird ein Quarzoszillator verwendet. Sobald die Quarzfrequenz und die Frequenz des zu prüfenden Oszillators voneinander abweichen, beginnt sich die Ellipse zu bewegen. Bei grossen Frequenzabweichungen wird das Bild undefinierbar.

Soll die Kurvenform eines Oszillatorsignales beurteilt werden, so betrachtet man dieses auf dem Bildschirm eines Oszillografen. Der Oszillograf muss frequenzmässig das Signal verarbeiten können und soll zudem mit einem HF-Tastkopf ausgerüstet sein, um den Oszillator nicht zu stark zu bedämpfen und zu verstimmen.

6. Das Wesentliche

Der Oszillator besteht aus einem aktiven, verstärkenden Element, einem frequenzbestimmenden Element und einem Rückkopplungskanal.

Damit ein Oszillator erregt wird, müssen die Phasenbedingung und die Amplitudenbedingung erfüllt sein. Das heisst, das rückgekoppelte Signal muss mit dem Signal im Eingangskreis phasengleich sein und die Amplitude des Rückkopplungssignals muss so gross sein, dass die Schwingungen aufrechterhalten bleiben. Daraus ergibt sich für den Kopplungsfaktor im Rückkopplungsweig folgende Bedingung: Der Kopplungsfaktor muss gleich oder grösser sein als der Reziprokwert der Verstärkung.

Im Oszillator wird die Amplitude automatisch stabilisiert, indem der Arbeitspunkt sich in Abhängigkeit der Belastung auf der Kennlinie verschiebt. Grössere Belastung oder Röhrenalterung verschiebt ihn in ein Gebiet grösserer Steilheit, kleinere Belastung oder Betriebsspannungserhöhungen bewirken eine Abwanderung des Arbeitspunktes in den Bereich kleinerer Steilheit. Diese automatische Verstärkungsregelung erfolgt sehr einfach über die automatische Gittervorspannung, indem ein kräftigeres Schwingen des Oszillators einen grösseren Gitterstrom und somit eine negativere Gittervorspannung zur Folge hat. Eine negativere Gittervorspannung wiederum setzt die Verstärkung herab. Der Oszillator stellt sich automatisch immer so ein, dass das Produkt aus Verstärkung und Kopplungsfaktor Eins wird.

Auch die richtige Phasenbilanz stellt sich automatisch ein, indem der Oszillator immer auf der Frequenz schwingt, für welche Eingangs- und Ausgangssignal in Phase sind. Das führt dazu, dass die meisten Oszillatoren nicht genau mit der Resonanzfrequenz des frequenzbestimmenden Elementes schwingen, weil zur Korrektur von Phasenfehlern im Rückkopplungsweig ein entgegengesetzter Phasenfehler im Anodenkreis erforderlich ist.

Der Schwingquarz besteht aus einem Quarzkristall mit zwei bis drei Elektroden. Er wirkt wie ein Schwingkreis mit grosser Stabilität und hoher Güte. Er weist eine Serie- und eine Parallelresonanzfrequenz auf. Beide Resonanzstellen liegen nahe beisammen. Sein Funktionsprinzip beruht auf dem piezoelektrischen Effekt. Es wird unterschieden zwischen verschiedenen Arten von Quarzen. Die Quarzfrequenzen lassen sich in engen Grenzen durch Parallel- und Serieschaltung von Blindwiderständen verändern.

Beim Hartley-Oszillator wird die Rückkopplungsspannung induktiv über einem Abgriff der Schwingkreisspule gewonnen, während beim Colpitts-Oszillator die Rückkopplungsspannung über einem kapazitiven Spannungsteiler abgenommen wird. Beim Huth-Kühn-Generator erfolgt die Rückkopplung über die röhreninneren Kapazitäten.

Der Pierce-Oszillator entspricht im Prinzip dem Huth-Kühn-Oszillator, an Stelle des Gitterschwingkreises tritt jedoch ein Schwingquarz. Oft werden die Schwingquarze zur Frequenzstabilisierung eines Oszillators in den Rückkopplungsweig geschaltet. Die Schaltung schwingt dabei mit der Serieresonanzfrequenz des Quarzes, da dieser nur ein Signal mit der Seriefrequenz den Rückkopplungsweg passieren lässt. Beim elektronengekoppelten Oszillator wirken Katode, Gitter

und Schirmgitter einer Pentode als Triodenoszillator, während das Signal an der Anode ausgekoppelt wird. Durch diese Massnahme wird eine wirksame Entkopplung zwischen Oszillator und Ausgangskreis erreicht. Beim Clapp-Oszillator wird ein lose an die Röhre angekoppelter Serieschwingkreis als frequenzbestimmendes Element verwendet. Dank der losen Kopplung arbeitet der Clapp-Oszillator sehr stabil.

Das richtige Funktionieren des Röhrenoszillators wird mit einer Gitterstrommessung überprüft. Beim transistorisierten Oszillator wird zur Überprüfung der richtigen Funktionsweise mit Vorteil die erzeugte Wechselspannung mit einem Röhrenvoltmeter gemessen oder auf einem Oszillografen sichtbar gemacht.

7. Repetitionsaufgaben (Lösung Seite 480)

- a) Was verstehen Sie unter dem Ausdruck «Rückkopplung»?
- b) Nennen Sie die beiden Rückkopplungsbedingungen.
- c) Welche Bedingungen werden an die Phasenlage des rückgekoppelten Signals gestellt?
- d) In welchem Zusammenhang stehen beim Oszillator der Rückkopplungsfaktor und die Verstärkung der Stufe?
- e) Wie wird im Oszillator die Amplitude der erzeugten Wechselspannung stabilisiert?
- f) Zeichnen Sie das Ersatzschaltbild eines Schwingquarzes.
- g) Erklären Sie am Ersatzschaltbild des Quarzes, warum dieser eine Serie- und eine Parallelresonanzfrequenz aufweist.
- h) Worin unterscheidet sich elektrisch der Quarz von einem Schwingkreis mit Spule und Kondensator?
- i) Lässt sich die Resonanzfrequenz eines Quarzes durch Zuschalten weiterer Elemente beeinflussen?
- k) Zeichnen Sie die Schaltung eines Hartley-Oszillators mit einer Triode.
- l) Zeichnen Sie die Schaltung eines Colpitts-Oszillators mit einem Transistor.
- m) Wie erfolgt beim Huth-Kühn-Oszillator die Rückkopplung?
- n) Welches ist der Unterschied zwischen dem Huth-Kühn-Oszillator und dem Pierce-Oszillator?
- o) Mit welcher Frequenz schwingt ein quarzgesteuerter Oszillator, bei welchem sich der Quarz im Rückkopplungsweig befindet?
- p) Welche besondere Eigenschaft hat der Clapp-Oszillator?
- q) Wie lässt sich das richtige Funktionieren eines Oszillators mit einer Röhre nachweisen?
- r) Wie wird das richtige Funktionieren eines transistorisierten Oszillators überprüft?
- s) Erklären Sie anhand einer Zeichnung, wie die Frequenz eines Oszillators ermittelt wird.

VII. Mischstufen

I. Einführung

Die Schaltungen der modernen Nachrichtentechnik sind undenkbar, ohne Stufen, die die Mischung verschiedener Signale ermöglichen. Jeder Ueberlagerungsempfänger benötigt eine Stufe zur Mischung des Eingangssignales mit einem – im Empfänger erzeugten – Signal. Um Einseitenbandsignale oder tonlose Telegrafiesendungen empfangen zu können, muss der Empfänger mit einer speziellen Mischstufe ausgerüstet sein.

Neuzeitliche Sender verwenden ebenfalls Mischstufen, weil in den seltensten Fällen im Sender das abgestrahlte Signal direkt erzeugt wird. Das Ausgangssignal ist oft das Mischprodukt verschiedener Oszillatorsignale.

Die Trägerfrequenztechnik ermöglicht es, einen Träger mit verschiedenen Gesprächen zu modulieren. Diese Modulation ist nur dank dem Einsatz spezieller Mischstufen möglich. Wir sehen, Mischung und Modulation bedingen sich gegenseitig. Die meisten Modulationsarten lassen sich auf eine Mischung zurückführen.

Auch die Messtechnik macht von der Mischung häufig Gebrauch; unbekannte Frequenzen werden bestimmt, indem man sie in Mischstufen mit bekannten vergleicht.

2. Was wissen Sie schon über Mischstufen? (Lösung Seite 482)

- Ist an einem Ohmschen Widerstand die Mischung von zwei Signalen mit verschiedenen Frequenzen möglich?
- Welche Bedingungen muss ein Bauelement erfüllen, damit an ihm eine Mischung zustande kommt?
- Eignen sich Röhren zur Mischung von Signalen?
- Werden für Mischstufen spezielle Mischröhren hergestellt?
- Kennen Sie andere Bauteile, die oft zur Mischung herangezogen werden?
- Sind Ihnen unerwünschte Mischeffekte bekannt?

3. Die Mischung

a. Definition

Werden zwei Signale mit unterschiedlichen Frequenzen einem Bauelement mit nichtlinearer Strom-Spannungskennlinie zugeführt, so findet eine Mischung der beiden Signale statt.

Im Ausgangskreis der Schaltung sind neben den beiden Originalfrequenzen und deren Vielfachen auch **Mischprodukte** vorhanden. Diese bestehen aus der Summe und der Differenz der Eingangsfrequenzen, deren Vielfachen und weiteren Kombinationsfrequenzen. In der Praxis wird meistens nur eine Mischfrequenz weiter verwendet. Diese wird durch geeignete Siebmittel aus dem Spektrum der Mischprodukte herausgefiltert.

b. Das Prinzip der Mischung an einem nichtlinearen Element

Nach Bild 236 wird als nichtlineares Element eine Diode verwendet.

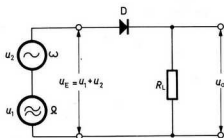


Bild 236

Die beiden zu mischenden Signale U_1 und U_2 liegen in Serie; diese Art Mischung heisst deshalb **additive Mischung**.

Bild 237 zeigt die Entstehung der Signalform des Ausgangssignals U_o , das an R_L liegt.

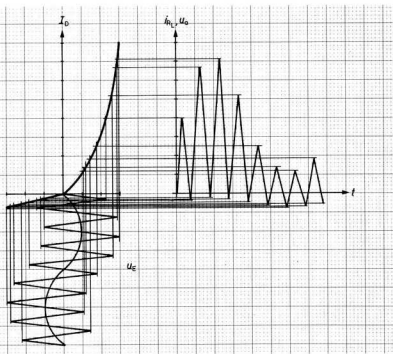


Bild 237

Die Zeichnung macht deutlich, dass das Ausgangssignal nicht mehr dieselbe Form aufweist wie das Eingangssignal. Das Ausgangssignal enthält **Mischfrequenzen**. Der Nachweis dieser Mischfrequenzen ist einfach. Man legt nach Bild 238 das Ausgangssignal an den Eingang eines selektiven Verstärkers, dessen Frequenz variabel ist.

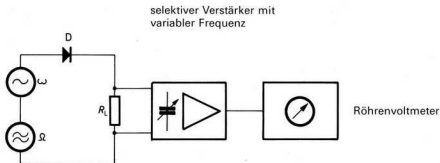


Bild 238

Das verstärkte Signal wird am Verstärkerausgang mit einem Röhrenvoltmeter gemessen. Bild 239 zeigt die grafische Auswertung der Messung.

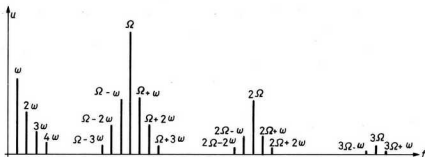


Bild 239

Warum diese Mischfrequenzen in dieser Zusammensetzung und mit diesen Amplituden auftreten, lässt sich nur unter Zuhilfenahme mathematischer Funktionen beweisen. Für den Praktiker sind diese umfangreichen und recht komplizierten Ableitungen bedeutungslos. Er muss lediglich wissen, dass an einem Schaltelement mit nichtlinearer Strom-Spannungskennlinie eine Verformung des Eingangssignals auftritt, die die Entstehung der Mischfrequenzen verursacht.

Wirken nach Bild 240 die beiden Eingangssignale parallel auf das nichtlineare Element ein, so spricht man von **multiplikativer Mischung**.

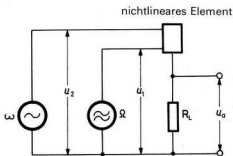


Bild 240

Mischstufen für multiplikative Mischung werden meistens mit Röhren bestückt.

c. Anwendung der Mischstufe

Mischstufen werden überall dort verwendet, wo es darum geht, aus zwei Signalen mit verschiedenen Frequenzen ein drittes Signal mit der Summe oder der Differenz der Eingangsfrequenzen zu erhalten. Das Grundprinzip ist aus Bild 241 zu ersehen.

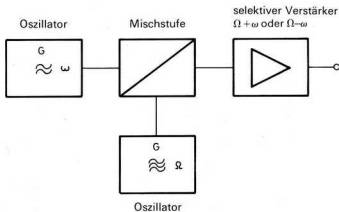


Bild 241

Das gewünschte Mischsignal wird in einem selektiven Verstärker, der auf dessen Frequenz abgestimmt ist, weiterverstärkt.

4. Beispiele von Mischschaltungen

a. Additive Mischung mit einer Röhre

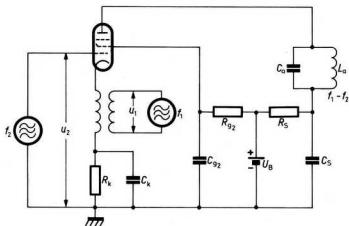


Bild 242

Die beiden zu mischenden Signale U_1 und U_2 sind in Serie geschaltet. Das Signal f_1 wird über einen Hochfrequenztransformator in den Katodenkreis eingekoppelt, während das Signal f_2 direkt am Steuergitter liegt. Die Mischung erfolgt an der nichtlinearen Röhrenkennlinie. Katoden- und Schirmgitterwiderstand wie die dazugehörigen Entkopplungskondensatoren haben die gleiche Aufgabe wie in einem Hochfrequenzverstärker. Der Anodenkreis C_a-L_a ist auf die Mischfrequenz, die weiter verarbeitet werden soll, abgestimmt. Der Anodenkreis ist wie beim Hochfrequenzverstärker mit dem Siebwiderstand R_s und dem Siebkondensator C_s entkoppelt. Additive Mischstufen mit Röhren sind hauptsächlich in Empfängern anzutreffen, da ihr Eigenrauschen geringer ist, als bei Mischröhren mit mehreren Gittern.

b. Additive Mischstufen mit einem Transistor

Transistoren lassen sich vorerst nur für additive Mischung verwenden, da sie nur drei Elektroden aufweisen. Bild 243 zeigt eine mögliche Lösung für eine transistorbestückte Mischstufe.

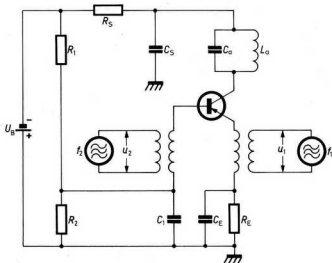


Bild 243

Die Schaltung weist eine grosse Ähnlichkeit mit der Röhrenschaltung auf. R_1 , R_2 , R_S , R_E , C_1 , C_S und C_E haben dieselbe Funktion wie in einem HF-Verstärker. Die beiden zu mischenden Signale U_1 und U_2 liegen in Serie, da U_1 über den Emitterkreis und U_2 über den Basiskreis eingekoppelt werden. Der Ausgangskreis $L_a - C_a$ ist auf die weiter zu verarbeitende Mischfrequenz abgestimmt.

c. Additive Mischung im Ringmodulator

Der Ringmodulator ist ein Mischer, wie er in Einseitenbandgeräten und in Anlagen für Trägerfrequenztechnik oft verwendet wird. In Bild 244 erkennen wir, dass die Dioden in bezug auf ihre Durchlassrichtung ringförmig angeordnet sind. Das **Trägersignal** – man versteht darunter das Signal mit der höheren Frequenz – wird über die Mittelabgriffe der beiden Transformatoren eingespeist.

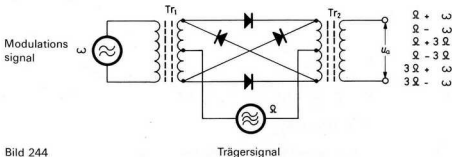


Bild 244

Die ganze Schaltung muss genau symmetrisch aufgebaut sein, da schon bei kleinen Abweichungen von der Symmetrie Verzerrungen auftreten. Die vier Dioden werden daher ausgesucht, damit Gewähr besteht, dass alle die gleichen Daten aufweisen. Vereinfacht dargestellt können die Dioden als sehr schnelle Schalter aufgefasst werden. Die Schaltfrequenz ist durch die Frequenz des Trägersignals gegeben. Die Trägerspannung schaltet die Dioden im Rhythmus der Trägerfrequenz wechselnd vom leitenden in den nichtleitenden Zustand. Die Trägerspannung muss wesentlich grösser sein als die Spannung des Modulationssignals, damit die Dioden wirklich nur vom Trägersignal gesteuert werden. Beim Ringmodulator wird im Ausgangskreis das Trägersignal unterdrückt. Dies ist ohne weiteres verständlich, wenn man bedenkt, dass sich in der Primärwicklung des Transformators T_2 die Signalströme des Trägers aufheben. Das Modulationssignal wird im Rhythmus der Trägerfrequenz zerhackt. Gleichzeitig erfolgt eine Umpolung des Signals. Bild 245 zeigt die Form des Signals am Ausgang des Ringmodulators.

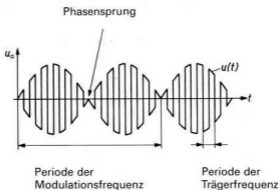


Bild 245

Eine mathematische Analyse ergibt, dass das Ausgangssignal aus folgenden Mischfrequenzen zusammengesetzt ist:

$$\omega, \Omega \pm \omega, \Omega \pm 3\omega, 3\Omega \pm \omega$$

Bild 246 zeigt die grafische Darstellung des Spektrums.

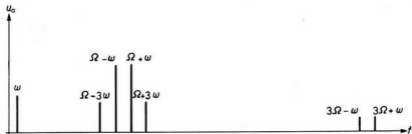


Bild 246

Der Beweis für die Richtigkeit des Spektrums nach Bild 246 kann nur unter Zuhilfenahme der höheren Mathematik erbracht werden. Es muss dem Praktiker genügen, zu wissen, dass sich der Ringmodulator so verhält. Eine Überprüfung der Theorie durch Nachmessen des Spektrums mit einem selektiven Verstärker mit variabler Frequenz bestätigt diese.

d. Multiplikative Mischung mit einer Mischröhre

Mehrgitterröhren eignen sich besonders gut für die multiplikative Mischung, da die zu mischenden Signale an verschiedene Steuergitter gelegt werden können. In Bild 247 erkennen wir eine Mischstufe mit einer Mischröhre.

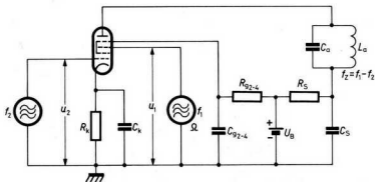


Bild 247

Das Signal mit der kleineren Amplitude U_2 wird dem ersten Steuergitter der Mischhexode zugeführt, während das Signal mit der grösseren Amplitude U_1 am zweiten Steuergitter liegt. Durch die beiden miteinander verbundenen Schirmgitter werden die Eingangssignale gegenseitig entkoppelt. Der Ausgangskreis $L_a - C_a$ ist auf die gewünschte Mischfrequenz – in der Regel die Differenzfrequenz $\Omega - \omega$ – abgestimmt. Katoden-, Schirmgitter- und Siebwiderstände und Kondensatoren haben die gleiche Funktion wie beim röhrenbestückten Hochfrequenzverstärker. Mischstufen mit Mehrgitterröhren werden meistens in Überlagerungsempfängern verwendet, da die Entkopplung zwischen den beiden zu mischenden Signalen bedeutend besser ist als bei additiven Mischstufen. Mehrgitterröhren haben den Nachteil, dass sie stärker rauschen als Trioden.

5. Messungen an Mischstufen

a. Allgemeines

Für Mischstufen mit Röhren und Transistoren gilt der gleiche Grundsatz wie für Verstärkerstufen; wird ein Defekt in der Stufe vermutet, so sind zuerst die Gleichspannungswerte nachzuprüfen.

Für die dynamische Überprüfung von Mischstufen ist mindestens ein Hochfrequenzröhrenvoltmeter erforderlich. Steht zusätzlich ein Hochfrequenzkatodenstrahloszilloskop zur Verfügung, so lassen sich die Kontrollmessungen wesentlich erweitern. Wird der Messgerätepark durch einen selektiven Verstärker ergänzt, so lassen sich alle erforderlichen Messungen durchführen.

Der Praktiker wird sich jedoch meistens mit einem Hochfrequenzröhrenvoltmeter begnügen müssen, in Ausnahmefällen steht ihm vielleicht ein Oszilloskop zur Verfügung. Wir wollen anhand von zwei Beispielen zeigen, wie mit einfachen Mitteln das dynamische Verhalten einer Mischstufe überprüft werden kann.

b. Überprüfen einer transistorisierten Mischstufe mit dem Hochfrequenzröhrenvoltmeter

Die Funktionskontrolle eines transistorisierten Senders hat ergeben, dass die Mischstufe nach Bild 248 einen Defekt aufweist. Am Ausgang der Stufe konnte kein Signal mehr festgestellt werden. Die Gleichspannungspegel der Stufe stimmen.

Die beiden Eingangssignale werden mit dem Röhrenvoltmeter bis zum Transistor verfolgt. Eine Messung an Punkt 1 und 2 zeigt, dass diese zum Mischtransistor gelangen. Als nächstes wird die Ausgangsspannung kontrolliert. Eine Messung an Punkt 3 ergibt, dass am Kollektor kein Ausgangssignal auftritt. Da die Gleichspannungswerte stimmen, darf angenommen werden, dass der Transistor richtig funktioniert. Wir haben demzufolge das Filter F_1 zu überprüfen. Eine Messung der Spulengleichstromwiderstände von L_1 und L_2 mit dem Ohmmeter ergibt Werte von je $0,5\Omega$. Die Spulen scheinen intakt zu sein. Der Fehler wird demzufolge in einem der Schwingkreiskondensatoren C_1 oder C_2 vermutet. Wir überbrücken C_1 mit einem Kondensator gleicher Kapazität und beobachten gleichzei-

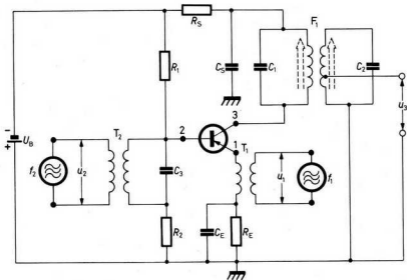


Bild 248

tig die Kollektorwechselspannung. Sobald C_1 überbrückt ist, stellen wir ein Ausgangssignal fest. Der Kondensator wird ausgewechselt. Das Röhrenvoltmeter schliessen wir an den Ausgangsbuchsen an. Die Abstimmung des unterkritisch gekoppelten Filters muss überprüft werden, da der Kondensator infolge der Toleranzen der C-Werte nicht genau die erforderliche Kapazität aufweist. Wir stimmen den Primärkreis mit dem Ferritkern der Spule auf Spannungsmaximum ab. Zur Kontrolle überprüfen wir, ob auch der Sekundärkreis auf Spannungsmaximum abgeglichen ist. Trifft dies nicht zu, so ist auch dieser Kreis nachzustimmen. Da sich die Kreise auch bei unterkritischer Kopplung gegenseitig leicht beeinflussen, sind die Abstimmvorgänge solange zu wiederholen, bis sich keine Abweichungen vom Ausgangsspannungsmaximum mehr ergeben.

c. Ueberprüfen einer röhrenbestückten Mischstufe mit dem Hochfrequenzkatodenstrahloszillografen

Die Funktionskontrolle eines röhrenbestückten Empfängers hat ergeben, dass die zweite Mischstufe nach Bild 249 einen Defekt aufweist. Die beiden zu mischenden Signale U_1 und U_2 sind am Eingang der Mischstufe mit dem richtigen Pegel vorhanden. Das Ausgangssignal U_3 ist zu schwach. Eine Überprüfung der Gleichspannungswerte der Stufe hat bestätigt, dass diese stimmen. Daraus schliessen wir, dass die Röhre richtig arbeitet. Wir überprüfen das Vorhandensein der Eingangssignale am Röhrensockel an den Punkten 1 und 2, indem wir diese auf dem Bildschirm des Oszillografen betrachten.

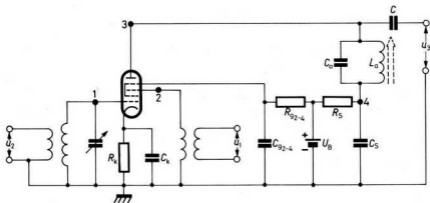


Bild 249

Beide Signale lassen sich an der Röhre nachweisen. Das Ausgangssignal an Punkt 3 ist zu schwach. Zudem ist seine Kurvenform nicht sinusförmig und es gelingt nicht, auf dem Oszillografen ein sauberes, stehendes Bild zu erhalten. Diese Symptome deuten auf ein Versagen des Ausgangskreises hin. Eine Kontrolle der Abstimmung zeigt, das sich der Kreis mit Hilfe des Ferritkernes nicht richtig abstimmen lässt. Wird der Schwingkreiskondensator C_s mit einem gleichwertigen Kondensator überbrückt, so sinkt das Ausgangssignal rapide ab. Wir überprüfen nun die Siebung der Anodenspannung, indem wir den Oszillografen an Punkt 4 anschliessen. Auf dem Schirm wird ein undefinierbares Wechselspannungssignal sichtbar, was bedeutet, dass die Siebung des Siebgliedes R_s - C_s unwirksam ist. C_s wird mit einem gleichwertigen Kondensator überbrückt. Das Wechselspannungssignal an Punkt 4 verschwindet und das Ausgangssignal nimmt seinen normalen Wert an. C_s muss ausgewechselt werden, da er keine Kapazität mehr aufweist. Durch den Kapazitätsverlust von C_s wirkte der Siebwiderstand R_s wie eine zusätzliche Dämpfung, zudem fiel an ihm das gesamte Spektrum der Mischprodukte ab.

6. Das Wesentliche

Eine Mischung findet nur an einem Bauelement mit nichtlinearer Strom-Spannungskennlinie statt.

Additive Mischung liegt dann vor, wenn die zu mischenden Signale in Serie zum nichtlinearen Element liegen.

Werden die zu mischenden Signale parallel an verschiedene Eingänge des nichtlinearen Gliedes gelegt, so spricht man von multiplikativer Mischung.

Mischstufen werden überall dort eingesetzt, wo es darum geht, zwei Signale mit verschiedenen Frequenzen zu mischen und ein Signal aus dem Spektrum der Mischprodukte weiter zu verarbeiten.

Transistorisierte Mischstufen erlauben nur die additive Mischung. Ebenso kann mit Trioden nur additiv gemischt werden. Eine Mischstufe mit einer Triode erzeugt bedeutend weniger Rauschen als eine solche mit einer Mehrgitterröhre. Mischstufen mit Mischröhren arbeiten multiplikativ. Dabei ist die Entkopplung der beiden Eingangssignale bedeutend besser, als dies bei der Triode der Fall ist. Mischstufen mit Ringmodulatoren bringen bei streng symmetrischem Aufbau den Vorteil, dass der Träger unterdrückt wird. Das Trägersignal muss dabei wesentlich grösser sein als das Modulationssignal, da es die als Schalter wirkenden Dioden steuern muss.

Zur Überprüfung des dynamischen Verhaltens von Mischstufen ist mindestens ein Hochfrequenzröhrenvoltmeter erforderlich, das es gestattet, die Eingangs- und Ausgangssignale zu verfolgen.

7. Repetitionsaufgaben (Lösung Seite 483)

- a) Welche Bedingungen muss ein Bauelement erfüllen, damit es sich zur Signalmischung eignet?
- b) Was verstehen Sie unter dem Ausdruck additive Mischung?
- c) Welche Bauteile werden vorwiegend zur additiven Mischung verwendet?
- d) Wann spricht man von multiplikativer Mischung?
- e) Welche Bauelemente sind für multiplikative Mischung besonders geeignet?
- f) Welchen Vorteil bietet der Ringmodulator gegenüber einer gewöhnlichen Mischstufe?
- g) Welche Bedingungen muss der Ringmodulator erfüllen, damit der Träger unterdrückt wird?
- h) Welchen Vorteil bietet die additive Mischung mit einer Triode gegenüber der multiplikativen Mischung mit einer Mehrgitterröhre?
- i) Welchen Vorteil bietet die multiplikative Mischung mit einer Mehrgitterröhre gegenüber der additiven Mischung mit einer Triode?
- k) Ein Ringmodulator nach Bild 244 arbeitet nicht mehr einwandfrei. Das Ausgangssignal ist zu klein. Trägersignal und Modulationssignal gelangen mit der richtigen Amplitude auf die Modulatoreingänge. Welche Kontrollmessungen führen Sie durch?
- l) Wie gehen Sie vor, wenn die Funktionskontrolle ergeben hat, dass die Mischstufe nach Bild 243 nicht einwandfrei funktioniert?
- m) Die Funktionskontrolle hat ergeben, dass in einem Empfänger die Mischstufe nach Bild 249 nicht richtig arbeitet. Die beiden zu mischenden Signale sind an den Eingangsbuchsen U_1 und U_2 mit dem richtigen Pegel vorhanden. Das Ausgangssignal U_3 ist dabei zu schwach. Wie gehen Sie vor?
- n) Wie gehen Sie im Fall der Aufgabe m weiter vor, wenn die Gleichspannungswerte überprüft und richtig befunden wurden?
- o) Stellen Sie aufgrund der bekannten Tatsachen eine Diagnose?

VIII. Demodulatoren

I. Einführung

Demodulatoren haben in der Empfangstechnik die Aufgabe, modulierte Signale zu demodulieren. Unter einem modulierten Signal versteht man eine elektrische Schwingung, die eine Information enthält. Diese Information ist der Schwingung aufmoduliert. Es kann sich dabei um Sprache, Musik, Bildsignale, Fernschreibersignale oder um Telegrafiesignale handeln. Die Frequenz dieser Trägerschwingung liegt im Hochfrequenzgebiet, sie ist also nicht direkt hörbar. Der Demodulator trennt die Information von der Trägerschwingung und macht sie hörbar. Wir kennen verschiedene Arten, eine Trägerschwingung zu modulieren. Die wohl bekannteste Modulationsart ist die Amplitudenmodulation. Wir kennen sie vom Mittel-, Langwellen- und vom Kurzwellenrundfunk her. Rundfunkstationen, die im Ultrakurzwellengebiet arbeiten, verwenden die qualitativ bessere Frequenz- oder Phasenmodulation. Kommerzielle Kurzwellenstationen und Funkgeräte der Armee machen sich oft die Vorteile der Einseitenbandmodulation zunutze. Fernschreibersignale und Telegrafiesignale modulieren den Träger durch Tastung desselben.

Zu jeder Modulationsart benötigt der Empfänger einen speziellen Demodulator. Diese Demodulatoren sind für amplitudenmodulierte Signale sehr einfach aufgebaut. Der Aufwand für frequenz- oder phasenmodulierte Signale ist schon wesentlich grösser, während die Einseitenbandmodulation an den Empfänger und an den Demodulator höchste Ansprüche stellt.

2. Was wissen Sie schon über Modulationsarten und Demodulatoren? (Lösung Seite 484)

- Welchen Vorteil bietet die Frequenzmodulation gegenüber der Amplitudenmodulation?
- Was verstehen Sie unter dem Ausdruck «Modulationsgrad»?
- Entstehen bei der Amplitudenmodulation auch Seitenbänder?
- Warum erscheint der Empfang einer frequenzmodulierten Sendung qualitativ besser und störungsfreier als derjenige einer amplitudenmodulierten Übertragung?
- Erzeugt ein frequenzmoduliertes Signal auch Seitenbänder?
- Was verstehen Sie unter dem Ausdruck «Modulationsindex»?
- Von welchen Faktoren hängt die Bandbreite ab, die ein amplitudenmoduliertes Signal beansprucht?
- Aus welchen Bauteilen besteht ein einfacher Demodulator für amplitudenmodulierte Sendungen?

- i) Welche Eigenschaften von Bandfiltern macht sich der Phasendiskriminator zunutze?
- k) Durch was unterscheidet sich ein Einseitenbandsignal von einem amplitudenmodulierten Signal?
- l) Nach welchen Prinzipien wird ein Einseitenbandsignal demoduliert?
- m) Zeichnen Sie ein tonloses Telegrafiesignal.
- n) Wie wird ein tonloses Telegrafiesignal demoduliert?

3. Demodulatoren

a. Demodulatoren für amplitudenmodulierte Signale

aa. Definition der Amplitudenmodulation A3

Bei der Amplitudenmodulation wird die Amplitude der **Trägerschwingung** im zeitlichen Rhythmus des **Modulationssignals** verändert. Das unmodulierte Signal heisst **Träger**. Das Signal, das die Information enthält und den Träger in seiner Amplitude moduliert, wird **Modulationssignal** genannt.

ab. Prinzip der Amplitudenmodulation

Zwischen Amplitudenmodulation und Mischung besteht kein prinzipieller Unterschied. Träger und Modulationssignal werden in einer Modulationsstufe gemischt. Bild 250 zeigt im Blockschaltbild die Stufen, die zur Erzeugung eines amplitudenmodulierten Signals notwendig sind.

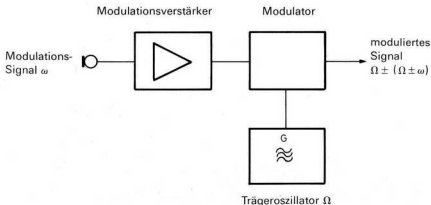


Bild 250

Das Trägersignal Ω wird in einem Oszillator erzeugt. Das Modulationssignal ω wird im **Modulationsverstärker** verstärkt. Beide Signale gelangen auf den Modulator, wobei das Modulationssignal das Trägersignal moduliert. Im Unterschied zur bekannten Mischstufe ist der Frequenzunterschied zwischen dem Trägersignal und dem Modulationssignal sehr gross. Das Trägersignal liegt im Hochfrequenzbereich, während das Modulationssignal in der Regel aus Frequenzen des hörbaren Bereiches besteht. Betrachtet man ein amplitudenmoduliertes Signal im Katodenstrahloszillografen, so entsteht eine Figur nach Bild 251.

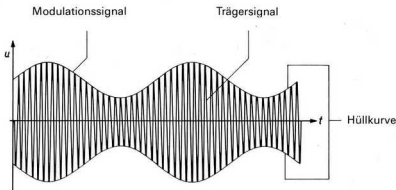


Bild 251

Es handelt sich dabei um ein Signal, das mit einem sinusförmigen Niederfrequenzsignal moduliert ist. In der Regel ist das Modulationssignal jedoch aus vielen Frequenzen eines Frequenzspektrums zusammengesetzt. Die Art dieses Spektrums hängt von der zu übertragenden Information ab. Die Zusammensetzung des Modulationssignals für eine Musikübertragung wird eine andere sein als beispielsweise für eine Sprachübertragung. Man pflegt deshalb die bei der Modulation entstehenden **Seitenbänder** nicht in Form einzelner Frequenzen darzustellen, wie dies bei der Mischung üblich ist. Man zeichnet das ganze übertragene Sprachband auf. Bild 252 zeigt die beiden Signale, Träger- und Modulationssignal vor und nach der Modulation.

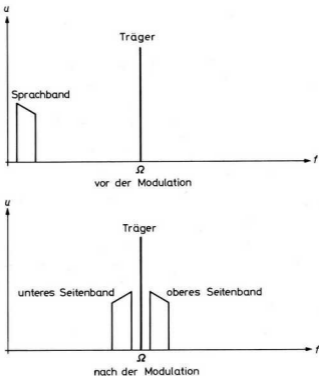


Bild 252

Symmetrisch zum Träger treten nach der Modulation die beiden Seitenbänder auf.

Als Mass für die Modulationstiefe dient der **Modulationsgrad**. Er lässt sich aus dem Oszillogramm eines modulierten Signals nach Bild 253 leicht herauslesen.

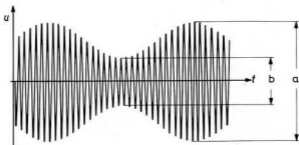


Bild 253

$$m = \frac{a-b}{a+b} \cdot 100 \quad \% \quad m = \text{Modulationsgrad}$$

Bei einem Modulationsgrad von 100% wird die Strecke b Null. Ein grösserer Modulationsgrad ist nicht zulässig, da sonst Verzerrungen auftreten. Rundfunkstationen arbeiten mit einem Modulationsgrad von ca. 30%, während für reine Sprechfunkverbindungen ein solcher von 100% angestrebt wird, da dabei der Wirkungsgrad und damit die Reichweite des Senders ansteigt.

Die Verteilung der in der Senderendstufe erzeugten Ausgangsleistung auf den Träger und die beiden Seitenbänder ist recht interessant. Wir wollen dies anhand eines Beispiels betrachten. Ein Sender mit einer Trägerfrequenz von 1 MHz wurde mit einem sinusförmigen Signal von 2 kHz moduliert. Der Modulationsgrad betrage 100%. Bild 254 zeigt das Spektrum.

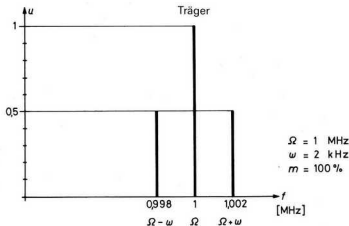


Bild 254

Bei einem Modulationsgrad von 100% sind die beiden Seitenbänder in der Amplitude halb so gross wie die Trägeramplitude. Geben wir der Trägeramplitude den Wert Eins, so messen die Seitenbandamplituden 0,5. Da sich die Leistungen wie die Quadrate der Spannungen verhalten, fällt auf den Träger die Leistungseinheit Eins, während auf jedes Seitenband ein Viertel entfällt. Setzt man die Gesamtleistung des Spektrums in eine Beziehung zur Trägerleistung und zur Seitenbandleistung, so stellt man fest, dass zwei Drittel der Leistung für den Träger aufgewendet werden, während jedes Seitenband einen Sechstel beansprucht. Diese Rechnung gilt natürlich nur für einen Modulationsgrad von 100%, für kleinere Modulationsgrade wird der Anteil der Seitenbandleistung entsprechend kleiner.

Die amplitudenmodulierte Schwingung lässt sich vektoriell einfach darstellen. Wir setzen an die Spitze des Vektors der Trägeramplitude, der sich mit der Geschwindigkeit der Trägerfrequenz dreht, die Vektoren der Seitenbandamplituden, diese drehen sich **gegeneinander** mit der Geschwindigkeit der Modulationsfrequenz. Nach Bild 255 verdoppelt sich die Länge des Vektors des Trägers in dem Moment, wo die beiden Seitenbandvektoren sich in der Verlängerung des Trägervektors kreuzen. Der Trägervektor wird zu Null, wenn sich die Seitenbandvektoren zum zweiten Mal in Richtung zum Drehpunkt des Trägervektors kreuzen.

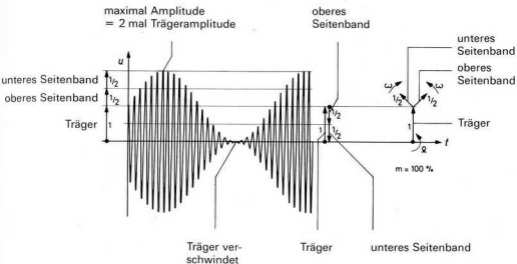


Bild 255

Für kleinere Modulationsgrade als 100% ergibt sich eine entsprechend geringere Schwankung des Trägersignals.

ac. Demodulatoren für amplitudenmodulierte Signale

Die Demodulation eines amplitudenmodulierten Signals erfolgt durch einfache Gleichrichtung. Bild 256 zeigt einen AM-Demodulator und die Signalform des Signals an verschiedenen Messpunkten des Demodulators.

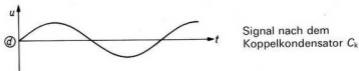
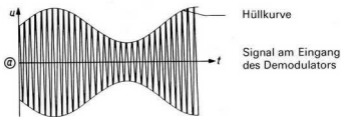
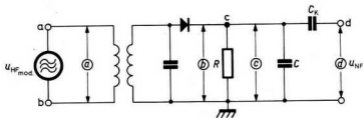


Bild 256

Bild a zeigt das modulierte Hochfrequenzsignal, wie es am Eingang des Demodulators zwischen den Punkten a und b liegt. Die **Hüllkurve** folgt dem Modulations-signal. Dieses Bild entsteht, wenn der Träger und beide Seitenbänder übertragen werden. Fehlen Träger oder ein Seitenband, so treten Verzerrungen der Hüllkurve auf, was sich als Signalverzerrung am Demodulatorausgang auswirkt. Diese Tatsache ist deshalb wichtig, da infolge von sogenanntem Selektiv-

schwund auf dem Übertragungsweg vom Sender zum Empfänger ein Seitenband oder der Träger ausfallen können. Die Folge davon ist immer eine starke Verzerrung des demodulierten Niederfrequenzsignals, die soweit gehen kann, dass die Modulation unverständlich wird.

Für die richtige und saubere Demodulation muss das modulierte Hochfrequenzsignal die symmetrische Form von Bild a aufweisen. Der Gleichrichter schneidet infolge seiner Gleichrichterwirkung die eine Hälfte des Signals weg. Es bleibt ein Signal bestehend aus Hochfrequenzimpulsen nach Bild b übrig. Das Niederfrequenzsignal ist an der Hüllkurve deutlich erkennbar. Das Signal ist in dieser Form noch nicht hörbar. Da die Hüllkurve dem Modulationssignal folgt, muss diese von den HF-Impulsen getrennt werden. Diese Trennung erfolgt mit der Widerstands-Kondensatorkombination R-C. Der Kondensator wird durch die Hochfrequenzimpulse aufgeladen. Seine Ladung folgt der Hüllkurve, womit an ihm eine Spannung entsteht, die dem Modulationssignal entspricht. Bild c zeigt die Spannung am Kondensator, gemessen an Punkt c. Das RC-Glied arbeitet nur dann richtig, wenn seine Zeitkonstante für die zu demodulierende Hochfrequenz gross ist, sie muss jedoch klein sein gegenüber der höchsten Modulationsfrequenz, damit die Spannung am Kondensator dem Modulationssignal folgen kann. In der Praxis verwendet man Werte für den Widerstand zwischen 0,1 und 1 M Ω , während die Grösse des Kondensators zwischen 40 und 200 pF liegt. Der Kopplungskondensator C_k trennt das Niederfrequenzsignal vom überlagerten Gleichstrompegel, der infolge der Gleichrichtung über dem Widerstand R auftritt. Bild d zeigt das am Messpunkt d auftretende gleichstromfreie Niederfrequenzsignal. Der eben beschriebene Demodulator arbeitet als **Seriendemodulator**, da der Lastwiderstand R und die Gleichrichterdiode in Serie liegen.

Ein weiterer nach demselben Prinzip arbeitender Demodulator ist der Parallel-demodulator nach Bild 257.

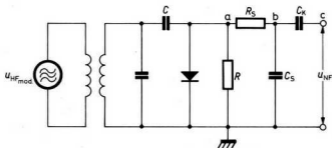


Bild 257

Die Funktionsweise ist dieselbe. Lastwiderstand und Diode sind jedoch parallel zueinander geschaltet. Als Ladekondensator dient die Kapazität C . Das RC-Glied R_S - C_S hält die restliche Hochfrequenzspannung vom Demodulatorausgang fern.

b. Demodulatoren für Einseitenbandmodulation A3a

ba. Definition der Einseitenbandmodulation A3a

Einseitenbandmodulation ist eine Amplitudenmodulation, bei der nur ein Seitenband ausgestrahlt wird. Der Träger und das zweite Seitenband werden im Sender unterdrückt.

bb. Prinzip der Einseitenbandmodulation

Beim Einseitenbandsender wird der Träger in einem geeigneten Modulator unterdrückt. Meistens verwendet man hierzu einen Ringmodulator. Weiter wird ein Seitenband unterdrückt. In den meisten Fällen bedient man sich zur Seitenbandunterdrückung eines mechanischen Filters. Oft werden auch Quarzfilter verwendet. In selteneren Fällen wird das eine Seitenband mit Hilfe von Phasenschiebern unwirksam gemacht. In modernen Sendern kann wahlweise das obere oder das untere Seitenband unterdrückt werden.

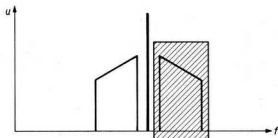
Bild 258 zeigt das Spektrum eines mit einem Frequenzspektrum amplitudenmodulierten Senders und eingerahmt den Signalanteil, der bei einem einseitenbandmodulierten Sender abgestrahlt wird. Wie wir bereits bei der Besprechung der Amplitudenmodulation gesehen haben, entfällt bei einem Träger, der mit einem Sinussignal hundertprozentig amplitudenmoduliert wird, zwei Drittel der Gesamtleistung auf den Träger und je ein Sechstel auf jedes Seitenband. Der Vorteil der Einseitenbandmodulation liegt nun darin, dass die gesamte Leistung, die eine Röhre oder ein Transistor abgeben kann, für ein einziges Seitenband aufgewendet werden kann. Der Leistungsgewinn ist dabei sechsfach gegenüber einem amplitudenmodulierten Signal.

Die Aussendung eines einzigen Seitenbandes genügt vollauf, da der Träger keine Information überträgt und das zweite Seitenband den gleichen Informationsinhalt aufweist wie das erste. Der Bedarf an Bandbreite ist nur halb so gross wie bei der Amplitudenmodulation, das bewirkt, dass das Signal- zu Rauschverhältnis besser wird, weil bei halber Bandbreite die aufgenommene Rauschleistung nur noch die Hälfte beträgt. Ein weiterer Vorteil der Einseitenbandmodulation liegt in ihrer Unempfindlichkeit gegenüber selektivem Schwund. Selektivschwund wird auf dem Übertragungsweg des Hochfrequenzsignals verursacht. Ein amplitudenmoduliertes Signal kann durch den Selektivschwund unverständlich gemacht werden, während ein Einseitenbandsignal in seiner Qualität viel weniger beeinträchtigt wird. Das rührt davon her, dass zur einwandfreien Demodulation eines amplitudenmodulierten Signals der Träger und beide Seitenbänder vorhanden sein müssen. Fehlt ein Seitenband oder der Träger, so treten erhebliche Verzerrungen auf. Das Einseitenbandsignal ist nicht auf diese Symmetrie angewiesen, was den Einfluss des selektiven Schwundes auf die Übertragungsqualität stark herabsetzt. Bild 259 zeigt im Blockschaltbild die Aufbereitung eines Einseitenbandsignales. In einem Niederfrequenzverstärker wird das zu übertragende Signal verstärkt. Bei Sprechfunkgeräten wird in der Regel das Frequenzband im Niederfrequenzverstärker auf 300 Hz bis 3,5 kHz beschnitten.

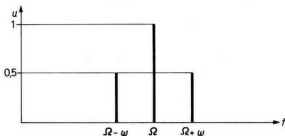
oberes Seitenband

unteres Seitenband

Träger



nur das obere Seitenband wird abgestrahlt



Leistungsbilanz:

$$m = 100 \%$$

$$P \text{ Träger } u^2 = 1^2 = 1$$

$$P \text{ oberes Seitenband } =$$

$$u^2 = 0,5^2 = 0,25$$

$$P \text{ unteres Seitenband } =$$

$$u^2 = 0,5^2 = 0,25$$

unteres Seitenband

oberes Seitenband

Träger

Bild 258

Das verstärkte Sprachsignal gelangt zum **Ringmodulator** und wird dort mit dem Trägersignal des Trägeroszillators gemischt. Am Ausgang des Ringmodulators fehlt der Träger, es treten nur die Seitenbänder auf. Die Trägerunterdrückung erfolgte im Ringmodulator. Die beiden Seitenbänder werden einem Filter zugeführt. Dieser Filter ist so gebaut, dass es eine beinahe rechteckförmige Durchlasskurve aufweist. Diese Bandfilterkurve ist so bemessen, dass das zu übertragende Seitenband das Filter passiert und das zu unterdrückende Seitenband ausserhalb des Durchlassbereiches liegt.

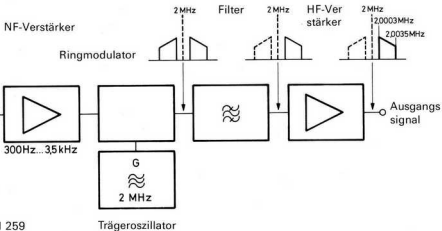


Bild 259

Trägeroszillator

Im folgenden Hochfrequenzverstärker wird das Seitenband weiter verstärkt. Am Ausgang des Verstärkers steht ein Einseitenbandsignal zur Verfügung. Dieses Signal wird im Sender weiter verarbeitet und steuert die Senderendstufe aus.

bc. Demodulatoren für Einseitenbandsignale

Der Demodulator für Einseitenbandsignale ist aufwendiger als derjenige für amplitudenmodulierte Träger. Bild 260 zeigt das Blockschaltbild eines Einseitenbanddemodulators

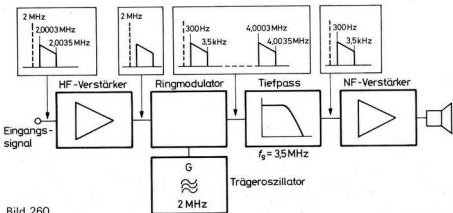


Bild 260

Wir verfolgen den Weg, den das Einseitenbandsignal aus Bild 260 nimmt. Es wird in einem Hochfrequenzverstärker soweit verstärkt, dass sein Pegel für die Aussteuerung des Demodulators ausreicht. Im Demodulator – man verwendet hierzu meistens einen **Ring- oder Gegentaktmodulator** – wird das Einseitenbandsignal mit einem Hochfrequenzsignal gemischt, das die **genau gleiche Frequenz** aufweisen muss wie der fehlende Träger. Das heisst für unser Beispiel, dass das zu demodulierende Signal mit einem Oszillatorsignal von 2 MHz gemischt wird. Im Demodulator wird der Träger unterdrückt. Am Ausgang treten nur die Summe und die Differenz der Eingangssignale auf. Das Summensignal interessiert uns nicht, es wird im folgenden Tiefpassfilter unterdrückt. **Das Differenzsignal entspricht unserem senderseitigen Modulationssignal.** Ein Einseitenbandsignal demodulieren heisst, diesem den unterdrückten Träger empfängerseitig zumischen und das Differenzsignal weiterverarbeiten. Zur Einseitenbanddemodulation eignet sich deshalb jede beliebige Mischstufe. Oft wird ein Gegentaktmodulator nach Bild 261 verwendet. Beim Gegentaktmodulator wird wie beim Ringmodulator infolge seines symmetrischen Aufbaus der Träger unterdrückt. Er arbeitet nach demselben Prinzip wie der Ringmodulator, doch erfolgt in ihm keine Umpolung des Signals, da die entsprechenden Diodenzweige fehlen.

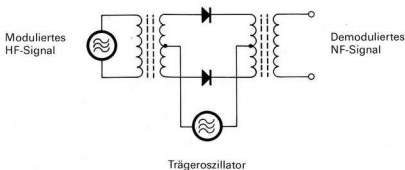


Bild 261

In Bild 262 erkennen wir das Ausgangssignal eines Gegentaktmodulators. Eine Analyse dieses Signals ergibt wiederum ein Fehlen des Trägers, dafür treten die Seitenbänder in Erscheinung.

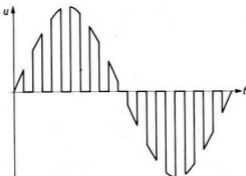


Bild 262

Das Kriterium des Einseitenbandempfängers ist seine Frequenzstabilität. Der Empfänger muss absolut stabil arbeiten. Jede Frequenzabweichung des Trägeroszillators verursacht eine Verschiebung des Niederfrequenzbandes. Schon kleine Frequenzverschiebungen haben starke Verzerrungen zur Folge. Wir werden später beim Studium des Überlagerungsempfängers erkennen, welche hohen Anforderungen an die Qualität der verschiedenen Oszillatoren gestellt werden müssen, damit ein solcher Empfänger gut arbeitet.

Die grossen Ansprüche, die an Einseitenbandempfänger gestellt werden, sind schuld daran, dass sich diese Modulationsart mit ihren enormen Vorteilen nur für den kommerziellen und den militärischen Betrieb eignet.

c. Demodulatoren für tonlose Telegrafiesignale A1

ca. Definition der Modulationsart «tonlose Telegrafie A1»

Bei der tonlosen Telegrafie wird der Träger im Rhythmus der Morse- oder Fernschreiberzeichen getastet.

cb. Prinzip der A1-Modulation

Bild 263 zeigt im Blockschaltbild das Funktionsprinzip eines A1-modulierten Senders. Bei geöffneter Taste ist der Hochfrequenzverstärker über eine grosse negative Gittervorspannung gesperrt. Die Endstufe wird dabei nicht angesteuert und sendet somit kein Signal aus. Bei gedrückter Taste wird die Sperrspannung kurzgeschlossen, der Hochfrequenzverstärker arbeitet, die Endstufe wird angesteuert und sendet ein Signal aus. Für den Fernschreiberverkehr wird die Taste durch einen Kontakt des Fernschreibers ersetzt.

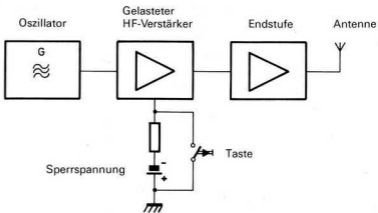


Bild 263

Die erforderliche Empfängerbandbreite für ein A1-Signal hängt von der Telegraphiergeschwindigkeit ab. Je grösser diese ist, desto breiter wird das belegte Frequenzspektrum. Im Vergleich zu amplitudenmodulierten oder einseitenbandmodulierten Signalen liegen die durch das Spektrum belegten Bandbreiten in der Grössenordnung von einigen Hundert Herz.

Bild 264 zeigt ein A1-Signal, wie es im Oszillografen betrachtet werden kann.

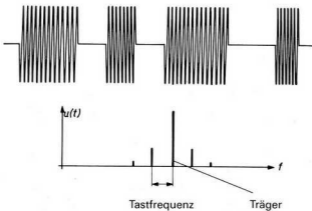


Bild 264

Unten im Bild ist das Frequenzspektrum für eine bestimmte Tastfrequenz aufgezichnet.

cc. Demodulatoren für A1-Signale

Da A1-Signale unhörbar sind, muss ihnen ein Signal beigemischt werden, das in der Frequenz leicht abweicht. Die Frequenzabweichung soll so gewählt werden, dass das Differenzsignal im Hörbereich liegt. Jeder Demodulator für A3a-Signale eignet sich demzufolge zur Demodulation von A1-Sendungen, wenn der zuge-setzte Träger etwas vom empfangenen Signal abweicht. Jeder Empfänger eignet sich für den Empfang von tonlosen Telegrafiesendungen, wenn das Hilfssignal nach Bild 265 der Demodulatordiode zugeführt wird.

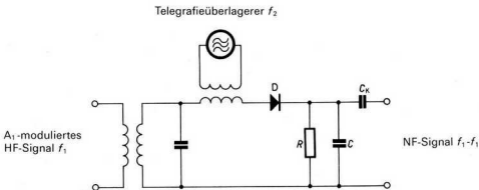


Bild 265

Das Hilfssignal wird in einem internen Oszillator erzeugt, welcher oft *Telegrafieüberlagerungoszillator* genannt wird. Die Frequenz des Hilfssignals ist oft in engen Bereichen abstimmbar, wodurch sich die Tonhöhe des Niederfrequenzsignals einstellen lässt. Die Einkopplung muss nicht unbedingt induktiv erfolgen, wie dies in Bild 265 gezeigt wird. Das Signal kann der Diode auch über eine Kapazität zugeführt werden.

d. Demodulatoren für Frequenzmodulation

da. Definition der Frequenzmodulation F3

Bei der Frequenzmodulation wird die Frequenz des Trägers symmetrisch im Rhythmus der Modulationsfrequenz verändert. Je grösser die Amplitude des Modulationssignals ist, desto grösser wird die Frequenzänderung des Trägers.

db. Prinzip der Frequenzmodulation

Das Grundprinzip der Frequenzmodulation lässt sich am besten mit Hilfe der Schaltung nach Bild 266 erklären.

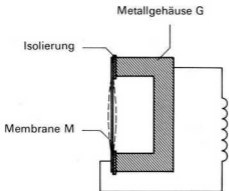
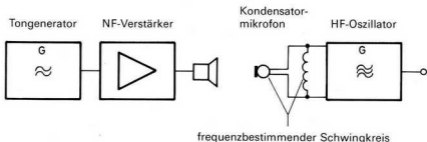


Bild 266

Ein *Kondensatormikrofon* bildet mit einer Induktivität den frequenzbestimmenden Schwingkreis eines Senders. Das Kondensatormikrofon besteht aus einem Gehäuse G und der isoliert angebrachten Membrane M. Beide zusammen bilden eine Kapazität von etwa 100 pF. Die auf die Membrane auftreffenden Schallwellen regen diese zum Schwingen an. Die Membrane schwingt mit der Frequenz der Schallwelle, womit sich die Kapazität des Mikrofons im Rhythmus dieser Schallwellen ändert. Jede Kapazitätsänderung hat eine Änderung der Frequenz des Oszillators zur Folge. Der Oszillator wird frequenzmoduliert. Der Versuch nach Bild 267 soll uns mit den Besonderheiten der Frequenzmodulation vertraut machen.



Frequenz
 $f_1 = 400 \text{ Hz}$
 $f_2 = 2 \text{ kHz}$

Leistung
 $P_1 = 0,1 \text{ W}$
 $P_2 = 2 \text{ W}$

Bild 267

Der Versuchsaufbau besteht aus einem Tongenerator mit variabler Frequenz, welcher einen Leistungsverstärker speist. Die so erzeugte Niederfrequenzleistung wird über einen Lautsprecher als Schall abgestrahlt. Die Schallwellen treffen auf die Membrane des Kondensatormikrofons und verursachen dadurch eine Frequenzmodulation des Oszillators.

Wir wollen vier Fälle untersuchen:

1. Fall: Der Tongenerator erzeugt eine Frequenz von 400 Hz, die Lautsprecherleistung beträgt 0,1 W.
Die Membrane des Kondensatormikrofons schwingt in der Sekunde 400 mal um einen bestimmten Betrag um ihre Ruhelage. Die Frequenz des Oszillators ändert sich in der Sekunde 400 mal um einen bestimmten Betrag.
2. Fall: Die Leistung des Tongenerators wird bei gleichbleibender Frequenz auf 2 W erhöht.
Die Membrane des Kondensatormikrofons schwingt in der Sekunde 400 mal um einen grösseren Betrag als im Fall 1 um ihre Ruhelage.
Die Frequenz des Oszillators ändert sich in der Sekunde 400 mal um einen grösseren Betrag als im Fall 1.
3. Fall: Der Tongenerator erzeugt eine Frequenz von 2 kHz, die Lautsprecherleistung beträgt 0,1 W.
Die Membrane des Kondensatormikrofons schwingt in der Sekunde 2000 mal um den gleichen Betrag wie im Fall 1 um ihre Ruhelage.
Die Frequenz des Oszillators ändert sich in der Sekunde 2000 mal um den gleichen Betrag wie im Fall 1.
4. Fall: Die Leistung des Tongenerators wird bei gleichbleibender Frequenz auf 2 W erhöht.
Die Membrane des Kondensatormikrofons schwingt in der Sekunde 2000 mal um den gleichen Betrag wie im Fall 2.
Die Frequenz des Oszillators ändert sich in der Sekunde 2000 mal um den gleichen Betrag wie im Fall 2.

Wir ziehen aus dem Versuch folgende Lehre:

Die Amplitude des Modulationssignals, die Dynamik der Übertragung kommt in der Frequenzabweichung des Trägers zum Ausdruck. Je grösser die Modulationsamplitude, desto mehr wird der Träger von seinem Sollwert abweichen. Die Tonhöhe – Frequenz – des zu übertragenden Signals bestimmt, wie oft pro Sekunde der Träger um seine Ruhelage pendelt.

Es sei gleich vorweggenommen, dass sich diese Betrachtungsweise gut für das Verständnis der Modulatoren und Demodulatoren für Frequenzmodulation eignet, dass die Modulationsvorgänge in Wirklichkeit jedoch bedeutend komplexer sind. Es treten unter anderem bei jedem frequenzmodulierten Signal Seitenbänder auf. Die Entstehung dieser Seitenbänder lässt sich aus unserem Versuch

nicht direkt ableiten. Dieser Umstand soll uns nicht weiter stören, da wir mit unserer Betrachtungsweise die Funktion des FM-Demodulators gut verstehen werden.

Jedes frequenzmodulierte Signal ist durch zwei Werte bestimmt: durch den **Frequenzhub** und den **Modulationsindex**.

Unter **Frequenzhub** versteht man die zur jeweiligen Modulationsspannung symmetrische Frequenzänderung zur Trägerfrequenz.

Der Frequenzhub Δf ist für Rundfunksendungen genormt, er beträgt ± 75 kHz. Für tragbare Funkgeräte wird der Frequenzhub bis auf ca. $\pm 3,5$ kHz reduziert.

Der **Modulationsindex** m ist das Verhältnis des Frequenzhubes zur höchsten Modulationsfrequenz.

$$m = \frac{\Delta f}{f_{\text{mod}}}$$

Δf = Frequenzhub
 f_{mod} = Modulationsfrequenz

Die Werte für den Modulationsindex schwanken, sobald der Sender mit Sprache oder Musik moduliert wird, da je nach Lautstärke der Hub verschieden gross ist und die Modulationsfrequenz dauernd ändert.

Bild 268 zeigt das Zeitdiagramm eines frequenzmodulierten Signals. Diese Darstellungsart zeigt die Frequenzänderungen, die dank der Modulation auftreten, womit der Hub sichtbar wird. Wollte man jedoch die Modulationsfrequenz bestimmen, so müssten die periodischen Frequenzänderungen in ihrer Dauer ausgemessen und auf der Zeitachse bestimmt werden.

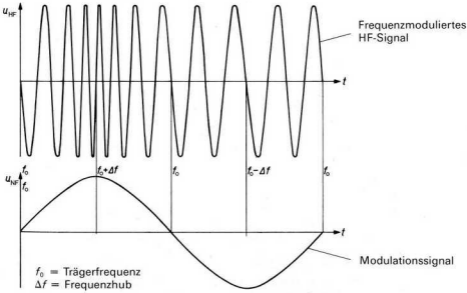
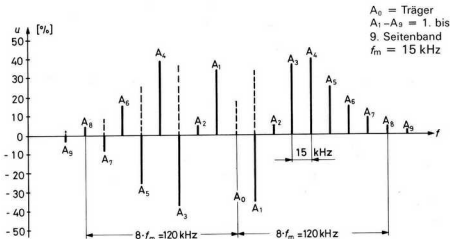


Bild 268

Die Darstellung nach Bild 268 ergibt sich, wenn man ein frequenzmoduliertes Signal auf dem Oszillografen betrachtet. Analysiert man dagegen das ausgestrahlte Frequenzspektrum, so ergibt sich ein ganz anderes Bild. In Bild 269 ist das Spektrum eines FM-Signals festgehalten. Es handelt sich dabei um das Signal eines Oszillators, der mit einem Sinussignal frequenzmoduliert wurde.



Frequenzspektrum einer mit 15 kHz bei einem Hub von ± 75 kHz frequenzmodulierten Welle

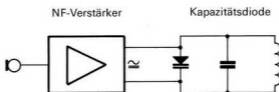
Bild 269

Es mag den Praktiker erstaunen, dass bei der Frequenzmodulation überhaupt Seitenbänder auftreten. Diese sind jedoch in grosser Anzahl vorhanden und bestimmen die Bandbreite des Empfängers. Der Beweis für die Entstehung dieser Seitenbänder kann mathematisch erbracht werden, da deren Verteilung nach einer bekannten Funktion – der sogenannten Besselfunktion – erfolgt. Wir müssen uns jedoch mit der Tatsache begnügen, dass dieses Spektrum vorhanden ist und empfängerseitig gewisse Konsequenzen hat. Das Bild des Spektrums ändert sich bei der Modulation mit Sprache oder Musik dauernd. Wird der Sender wie in unserem Bild jedoch mit einem Sinuston moduliert, dann entspricht der Abstand von einem Seitenband zum anderen genau der Modulationsfrequenz. Einzelne Seitenbänder sind nach unten gezeichnet, das bedeutet, dass diese gegenüber dem Träger eine Phasenverschiebung von 180° aufweisen. Die Amplitude der

einzelnen Seitenbänder hängt vom Modulationsindex ab. Die Quadrate aller Seitenbänder ergibt jedoch immer die Senderleistung und diese bleibt konstant. Die gesamte gleichbleibende Leistung verteilt sich immer auf alle Seitenbänder. Wir mussten uns etwas tiefer mit dem Spektrum befassen, um zu verstehen, warum dieses Spektrum einen Einfluss auf die erforderliche Empfängerbandbreite ausübt. Betrachtet man die Resultate des Versuches nach Bild 267, so kommt man zur Auffassung, dass die notwendige Empfängerbandbreite dem grössten Senderhub entspricht. Dem ist aber nicht so. Versuche und Messungen haben ergeben, dass alle Seitenbänder eines Spektrums nach Bild 269, die grösser als ein Prozent des unmodulierten Trägers sind, übertragen werden müssen, wenn man nicht Qualitätseinbussen in Kauf nehmen will. Das bedeutet in unserem Beispiel, dass die notwendige Empfängerbandbreite 240 kHz beträgt und nicht 150 kHz, wie man aufgrund des Frequenzhubes annehmen könnte. In unserem Beispiel wurde ein Kondensatormikrofon als Modulator verwendet. Diese Art der Frequenzmodulation ist jedoch selten. Wir kennen zwei gebräuchliche Modulatorschaltungen:

Frequenzmodulator mit einer Kapazitätsdiode

Das Prinzip eines Modulators mit Kapazitätsdiode zeigt Bild 270.



frequenzbestimmender Schwingkreis im Oszillator

Bild 270

Wir wissen, dass die Kapazität einer Kapazitätsdiode von der angelegten Spannung abhängt. Die Kapazitätsdiode wird parallel zum frequenzbestimmenden Schwingkreis gelegt und mit einer Gleichspannung vorgespannt. Dieser Gleichspannung wird das verstärkte Modulationssignal überlagert. Die Diode ändert dabei ihre Kapazität im Rhythmus der Frequenz des Modulationssignals. Je grösser die Signalamplitude wird, desto grösser ist die resultierende Kapazitätsänderung und damit der Frequenzhub. Diese Art von Modulator ist wenig aufwendig und daher billig. Man trifft ihn oft in Sprechfunkgeräten kleiner Leistung. Für die Modulation von Rundfunksendern kommt die Diodenmodulation allerdings

nicht in Frage, da sie den dort gestellten hohen Qualitätsanforderungen nicht genügen kann. Wir erinnern uns, dass die Kapazität einer Kapazitätsdiode sich nicht absolut linear mit der angelegten Spannung ändert, eine Tatsache, die eine leichte Verfälschung der Modulation zur Folge hat. Dieser Nachteil wirkt sich jedoch für reine Sprachübertragung nicht aus, so dass die Diodenmodulation für Sprechfunkgeräte eine billige und gute Lösung darstellt.

Eine qualitativ bessere Modulation lässt sich mit einer **Reaktanzröhre** erreichen. Jede Verstärkerröhre lässt sich als Reaktanzröhre schalten. Eine Reaktanzröhre ist eine Röhre, die sich wie ein Blindwiderstand verhält. In einer Reaktanz besteht zwischen Strom und Spannung eine Phasenverschiebung von 90° . Wird nun eine Röhre über RC-Phasenschieber so angesteuert, dass der Anodenstrom zur Anodenspannung eine Phasenverschiebung von 90° aufweist, so wirkt diese Röhre wie eine Reaktanz. Da der Anodenwechselstrom unter anderem auch von der Steilheit der Röhre abhängt, kann dieser beeinflusst werden, indem man die Steilheit verändert. Die Steilheit lässt sich ändern, wenn der Arbeitspunkt durch Verändern der Gittervorspannung auf dem nichtlinearen Teil der I_a-U_g -Kennlinie verschoben wird. Wir dem Steuergitter die Modulationsspannung zugeführt, so pendelt der Arbeitspunkt im Rhythmus der Modulationsspannung um seine Ruhelage.

Als Folge davon schwankt auch der Anodenstrom mit dem Modulationssignal. Eine Änderung des zur Anodenspannung um 90° phasenverschobenen Anodenstromes bewirkt eine Änderung des Wertes der Reaktanz, was wiederum einer Kapazitätsänderung gleichkommt, wenn die Röhre als Kapazität geschaltet wurde. Arbeitet die Röhre als Induktivität, so wird dadurch analog eine Änderung des Induktivitätswertes hervorgerufen. Bild 271 zeigt die prinzipielle Wirkungsweise eines Modulators mit Reaktanzröhre.

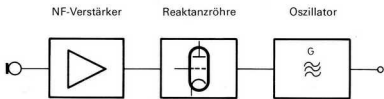


Bild 271

Das Modulationssignal gelangt auf das Gitter der Reaktanzröhre und steuert somit deren Blindwiderstand. Der durch die Röhre dargestellte Blindwiderstand liegt parallel zum frequenzbestimmenden Schwingkreis des Oszillators, wodurch sich dieser in seiner Frequenz modulieren lässt.

Wir dürfen die Betrachtungen über das Wesen der Frequenzmodulation nicht abschliessen, ohne noch kurz bei der verwandten **Phasenmodulation** zu verbleiben. Frequenz- und Phasenmodulation sind eng miteinander verwandt. Keine tritt rein auf. Frequenzmodulation bedingt Phasenmodulation und umgekehrt. Der Unterschied besteht darin, dass bei der Phasenmodulation die **Phase** des modulierten Trägers durch das Modulationssignal beeinflusst wird. Bild 272 erklärt mit Hilfe des Zeigerdiagramms den Modulationsvorgang. Der Zeiger des Trägers rotiert entsprechend seiner Trägerfrequenz im Gegenuhrzeigersinn. Mittels eines Phasenschiebers wird nun dieser Zeiger im Takt der Modulation zusätzlich hin und her bewegt. Die Grösse der Bewegung nennt man **Phasenhub**. Er entspricht der grössten Phasenabweichung des modulierten Trägersignals. Er ist proportional der Amplitude des Modulationssignals und schwankt im Rhythmus der Modulationsfrequenz.

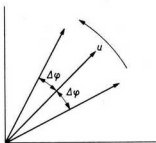


Bild 272

Da jede Änderung der Phasengeschwindigkeit eine Frequenzänderung verursacht, bedingt eine Phasenmodulation automatisch eine Frequenzmodulation. Da die Grösse der Frequenzänderung von der Geschwindigkeit abhängt, mit der die Phase verändert wird, nimmt der resultierende Frequenzhub linear mit der Modulationsfrequenz zu. Diese Erscheinung verursachte eine starke lineare Verzerrung des Modulationssignals, da bei Verdoppelung der Modulationsfrequenz auch der Hub zweimal grösser wird. Da jedoch empfängerseitig aus der Grösse des Hubes die Lautstärke abgeleitet wird, muss im Sender das Niederfrequenzsignal korrigiert werden. Dies geschieht dadurch, dass zwischen dem Niederfrequenzverstärker und dem Modulator ein Filter eingebaut wird, das die Amplitude des Modulationssignals proportional der Frequenz abschwächt. Die Modulation geschieht in einem **gesteuerten Phasenschieber**. Bild 273 zeigt das Blockschaltbild.

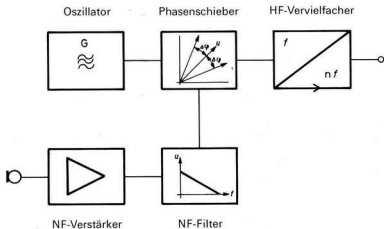


Bild 273

Der Phasenschieber besteht oft aus einem RC-Glied, wobei der Widerstand vom Modulationssignal gesteuert wird. **Der grosse Vorteil der Phasenmodulation besteht darin, dass das Signal eines Quarzoszillators phasenmoduliert werden kann.** Dieser Vorteil wird mit einem Nachteil erkauft. Der resultierende Frequenzhub ist so klein, dass anschliessend die Frequenz vervielfacht werden muss, um auf den erforderlichen Frequenzhub zu kommen.

Frequenzmodulation ist eigentlich nur ein Sonderfall der Phasenmodulation, der dann vorliegt, wenn alle Modulationssignale mit gleicher Amplitude unabhängig von der Frequenz den gleichen Frequenzhub erzeugen.

dc. Demodulatoren für frequenzmodulierte Signale

Alle Demodulatoren für frequenz- und phasenmodulierte Signale arbeiten nach dem gleichen Grundprinzip: Das frequenzmodulierte Signal wird in ein amplitudenmoduliertes Signal umgewandelt und anschliessend demoduliert.

Demodulation an einem gegen die Resonanzfrequenz verstimmten Schwingkreis

Die einfachste Art, ein frequenzmoduliertes Signal zu demodulieren, besteht darin, dass man an der Flanke eines Schwingkreises die Umwandlung in ein amplitudenmoduliertes Signal vornimmt und dieses anschliessend gleichrichtet. Bild 274 erklärt die Umwandlung eines frequenzmodulierten Signals in ein amplitudenmoduliertes Signal.

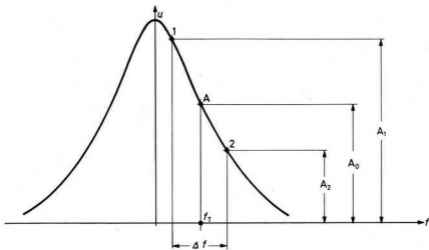


Bild 274

Der Arbeitspunkt A liegt in der Mitte des nicht allzu gekrümmten Teils der Schwingkreisflanke. Er entspricht der Trägerfrequenz. Die Punkte 1 und 2 auf der Schwingkreisflanke sind durch den Hub gegeben. Im Punkt 1 erzeugt das Signal die Amplitude A_1 , im Punkt 2 die Amplitude A_2 , während zum unmodulierten Träger die Amplitude A_0 gehört. Wir erkennen, dass aus dem frequenzmodulierten Signal ein amplitudenmoduliertes geworden ist, dessen Amplitude zwischen A_1 und A_2 schwankt. Der Nachteil dieses Demodulators liegt in der Nichtlinearität der Schwingkreisflanke, wodurch Verzerrungen entstehen. Zudem ist es sehr schwierig einen Schwingkreis zu bauen, dessen Flanken über einen Bereich von 150 kHz – der Hub für Rundfunksender beträgt 2×75 kHz – einigermaßen linear verlaufen.

Weit bessere Resultate werden mit dem **Gegentaktdiskriminator** erzielt. Während eine Demodulation an einer Schwingkreisflanke für die Praxis bedeutungslos ist, wird der Gegentaktdiskriminator in Spezialschaltungen oft eingesetzt.

Der Gegentaktdiskriminator

Der Gegentaktdiskriminator ist nach Bild 275 aus einem Bandfilter, dessen Sekundärseite aus zwei Gegentaktkreisen besteht, und einer Gegentaktleiterschaltung aufgebaut.

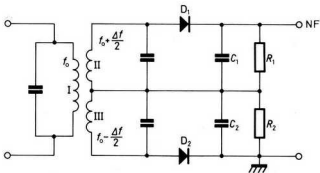


Bild 275

Die beiden Sekundärkreise sind je um den halben Frequenzhub gegen die Trägerfrequenz verstimmt. Der Primärkreis ist auf die Trägerfrequenz abgestimmt. Die beiden gegeneinander verstimmten Sekundärkreise ergeben nach Bild 276 eine resultierende Kurve, die annähernd linear verläuft, da sich die Krümmungen der Einzelkurven gegenseitig weitgehend kompensieren.

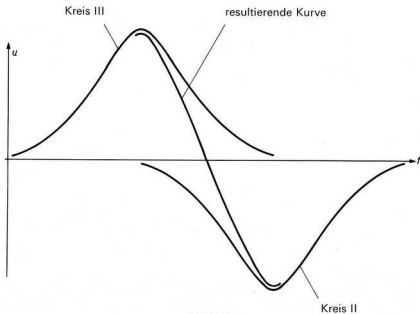


Bild 276

Dank der linearen Diskriminatorkennlinie erfolgt die Umwandlung des frequenzmodulierten Signals in ein amplitudenmoduliertes ohne nennenswerte Verzerrungen. Die anschliessende Demodulation geschieht mit einer Gleichrichterschaltung, bei der die Ausgänge gegeneinander geschaltet sind. Gelangt ein unmoduliertes Signal auf den Diskriminator, so entstehen an den beiden Arbeitswiderständen R_1 und R_2 gleich grosse Spannungen. Da die Dioden D_1 und D_2 gegeneinander geschaltet sind, heben sich diese Spannungen gegenseitig auf; die Spannung zwischen Masse und dem Anschluss NF wird Null. Wird der Schaltung dagegen ein frequenzmoduliertes Signal zugeführt, so erhält einmal der Kreis II und dann der Kreis III im Takt der Modulationsfrequenz eine grössere Spannung. Das hat zur Folge, dass an den Arbeitswiderständen R_1 und R_2 verschieden grosse Gleichspannungen auftreten. Zwischen dem Masseanschluss und dem Ausgang NF wird die Differenzspannung wirksam. Diese **Differenzspannung** entspricht dem Momentanwert des Modulationssignals. Die Zeitkonstante der Glieder R_1-C_1 und R_2-C_2 ist nach den gleichen Kriterien zu wählen wie beim AM-Demodulator. Diese hat gegenüber der Hochfrequenz gross zu sein, während die höchste zu übertragende Niederfrequenz keine Deformierung erfahren darf. Der Nachteil des Gegentaktdiskriminators ist der schwierige Abgleich der Einzelkreise.

Der Phasendiskriminator (Foster-Seeley)

Im Phasendiskriminator macht man sich die im Bandfilter auftretenden – von der Frequenz des Signals abhängigen – Phasenverschiebungen zunutze. Wir wollen uns deshalb vorerst mit den Phasenbedingungen im kritisch oder unterkritisch gekoppelten Bandfilter befassen. In den folgenden Ausführungen wird eine stark vereinfachte Darstellung der Verhältnisse gegeben. In Wirklichkeit müsste die Gegen-EMK und deren Auswirkungen berücksichtigt werden. Die Vektordarstellung würde dabei jedoch recht unübersichtlich und würde den Rahmen des Kurses sprengen. Es geht bei dieser vereinfachten Darstellung darum, zu zeigen, dass beim kritisch gekoppelten Bandfilter für die Resonanzfrequenz zwischen der Spannung am Primärkreis und der Spannung am Sekundärkreis eine Phasenverschiebung von 90° auftritt, und dass bei Abweichungen von der Resonanzfrequenz diese Phasenverschiebung grösser oder kleiner wird.

Bild 277 zeigt das Ersatzschaltbild für ein erregtes unterkritisch gekoppeltes Bandfilter. Der Verlustwiderstand der Spule ist dabei als Serieverlustwiderstand dargestellt, die Erregung des Primärkreises erfolgt im Ersatzschaltbild durch die EMK_p. Die induktiven und kapazitiven Blindwiderstände sind gleich gross, da beide Kreise auf die Resonanzfrequenz abgestimmt sind. Die primäre EMK_p treibt durch den Primärkreis den Strom I_p . Dieser Strom verursacht an den Blindwiderständen und am Serieverlustwiderstand R_p einen Spannungsabfall. In Bild 278 sind die Spannungen und Ströme vektoriell dargestellt.

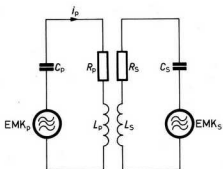


Bild 277

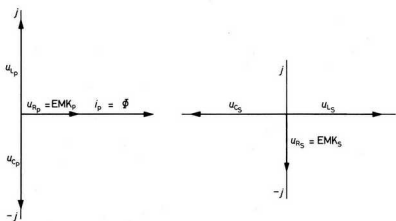


Bild 278

Der Strom i_p erzeugt den Magnetfluss Φ . Dieser Magnetfluss ist immer in Phase mit dem Primärstrom, da der Strom den Fluss bedingt. Der Magnetfluss induziert im Sekundärkreis die Sekundär-EMK. Diese EMK_s erscheint in Serie zur Induktivität L_s . Wir erinnern uns, dass eine induzierte Spannung dann am grössten ist, wenn die Änderung des Magnetflusses am grössten ist. Das bedeutet, dass zwischen der im Sekundärkreis induzierten EMK_s und dem primären Magnetfluss eine Phasenverschiebung von 90° besteht. In jedem Stromkreis entspricht die Summe aller Spannungen der EMK. Da die Spannungen über der Induktivität und über der Kapazität gleich gross sind und sich infolge der Phasenverschiebung von 180° gegenseitig aufheben, fällt die EMK in beiden Kreisen ausschliesslich am Verlustwiderstand ab. Da zwischen der Primär-EMK und der Sekundär-EMK infolge der Verkopplung über den Magnetfluss Φ eine Phasenverschiebung von 90° herrscht, überträgt sich diese Phasenverschiebung auch auf die Spannungen über den beiden Kapazitäten C_p und C_s , solange das Filter mit der Resonanzfrequenz betrieben wird. Die Spannungen über den Kreiskapazitäten entsprechen beim Parallelkreis den Kreisspannungen, womit man für das Bandfilter zur Erkenntnis gelangt, dass im Resonanzfall zwischen der Primärspannung und der Sekundärspannung eine Phasenverschiebung von 90° auftritt. Diese Phasenbedingung wird sofort gestört, wenn das Filter mit einer von der Resonanzfrequenz abweichenden Frequenz gespeist wird. Die auftretende Phasenverschiebung wird dann grösser oder kleiner, je nachdem in welcher Richtung die Frequenz der angelegten Spannung von der Resonanzfrequenz abweicht.

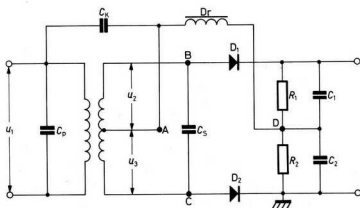


Bild 279

Die Gleichrichtung des Hochfrequenzsignals erfolgt in gleicher Weise wie beim Gegentaktdiskriminator. An den Arbeitswiderständen R_1 und R_2 entstehen Spannungen, die zu den an den Dioden D_1 und D_2 liegenden Hochfrequenzspannungen proportional sind. Zwischen dem Masseanschluss und dem Ausgang NF ist die Differenz der Spannungen an R_1 und R_2 wirksam. Die Zeitkonstanten der Glieder R_1-C_1 und R_2-C_2 sind wiederum so bemessen, dass die gleichgerichteten Spannungen der grössten Modulationsfrequenz folgen können. Im Gegensatz zum Gegentaktdiskriminator wird den Gleichrichterdiode die Hochfrequenzspannung auf zwei verschiedenen Wegen zugeführt: Die Teilspannungen U_2 und U_3 werden durch die induktive Kopplung des Bandfilters vom Primärkreis in den Sekundärkreis transformiert. Beide Spannungen sind gleich gross, da das Filter streng symmetrisch aufgebaut ist. Im Punkt A wird zusätzlich die Primärspannung U_1 über den Kondensator C_k kapazitiv eingekoppelt. Die zwischen A und B, sowie zwischen A und C induktiv eingekoppelten Spannungen U_2 und U_3 und über der Drossel D_r die kapazitiv zugeführte Spannung U_1 auftreten, ergibt sich nach Bild 280 eine Serieschaltung der kapazitiv und induktiv übertragenen Spannungen.

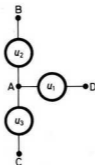


Bild 280

Der Blindwiderstand des Kopplungskondensators C_k ist so klein, dass er für die folgenden Betrachtungen vernachlässigt werden darf. Im Resonanzfall stehen demzufolge die induktiv und die kapazitiv eingekoppelten Spannungen senkrecht aufeinander, da die induktiv übertragene Spannung eine Phasendrehung um 90° erfährt. An den Dioden liegen dann nach Bild 281 die resultierenden Spannungen U_{D1} und U_{D2} . Beide Spannungen sind gleich gross, da die Schaltung symmetrisch wirkt. Speist man den Phasendiskriminator mit einem Signal, dessen Frequenz von der Resonanzfrequenz abweicht, so ergeben sich die Vektordiagramme nach Bild 281b oder 281c, je nachdem, ob die Frequenzabweichung nach oben oder nach unten erfolgte.

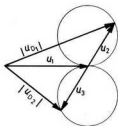
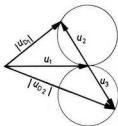
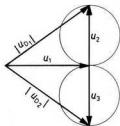


Bild 281

Das Abweichen von der Resonanzfrequenz verursacht eine Änderung der Phasenlage der induktiv übertragenen Spannung. Je grösser die Frequenzabweichung ist, desto geringer wird die Amplitude der Spannungen U_2 und U_3 . Die an den Dioden wirksamen resultierenden Spannungen sind nun dank der Phasenabweichung nicht mehr gleich gross; am Diskriminatorausgang wird eine Differenzspannung auftreten. Je grösser die Frequenzabweichung von der Resonanzfrequenz wird, desto grösser wird die Differenz zwischen den beiden Dioden. Ein grosser Hub verursacht demzufolge am Diskriminatorausgang eine grosse Spannung. Damit der Diskriminator möglichst linear arbeitet, muss die Bandbreite des Filters sehr gross gewählt werden; diese soll ungefähr dem vierfachen Wert des Hubes entsprechen.

Mit einer Messanordnung nach Bild 282 lässt sich die Kurve des Diskriminators aufnehmen.

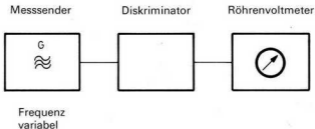


Bild 282

Die Frequenz des Messsenders wird zuerst auf die Resonanzfrequenz des Diskriminators eingestellt. Das Röhrevoltmeter am Diskriminatorausgang zeigt keine Spannung an, da die Spannungen an den Arbeitswiderständen gleich gross sind und sich demzufolge aufheben. Die Messfrequenz wird nun schrittweise um kleine Beträge von der Resonanzfrequenz weg verschoben. Die resultierende Ausgangsspannung wird abgelesen und in einem Diagramm festgehalten. Die Messreihe ergibt eine Kurve nach Bild 283.

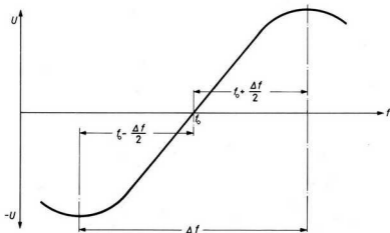


Bild 283

Die Kurve zeigt, dass die Ausgangsspannung im Arbeitsbereich proportional zum Hub ist.

Der Phasendiskriminator ist ein linear arbeitender FM-Demodulator. Er ist in Empfangsgeräten als Demodulator anzutreffen. Oft wird er zur Gewinnung von Regelspannungen in Frequenzkorrekturschaltungen verwendet. Er wird überall dort mit Erfolg eingesetzt, wo es darum geht, als Folge einer Frequenzabweichung eine Gleichspannung zu gewinnen. Wird der Phasendiskriminator in Empfängern zur Demodulation von FM-Signalen verwendet, so muss er mit einer konstanten Signalspannung gespeist werden. Das bedingt, dass das Empfangssignal durch geeignete Massnahmen auf einen konstanten Pegel gebracht wird. Diese Aufgabe übernimmt meistens ein Begrenzer. Die Funktionsweise von Begrenzerstufen werden wir später kennen lernen. In Empfängern wird heute meistens ein Diskriminator eingesetzt, der keinen Begrenzer erforderlich macht, da dadurch eine Funktionsstufe eingespart werden kann. Der gebräuchlichste Diskriminator, der zugleich die Funktion des Begrenzers übernimmt, ist der Verhältnisdiskriminator.

Der Verhältnisdiskriminator (Ratiodetektor)

Der Verhältnisdiskriminator – in der Literatur oft **Ratiodetektor** genannt – ist der in Empfängern am meisten verwendete FM-Demodulator. Er arbeitet linear wie der Phasendiskriminator und weist zusätzlich den Vorteil auf, keinen Begrenzer notwendig zu haben. Der Ratiodetektor ist FM-Demodulator und Begrenzer zugleich. Bild 284 zeigt die Schaltung eines Verhältnisdiskriminators.

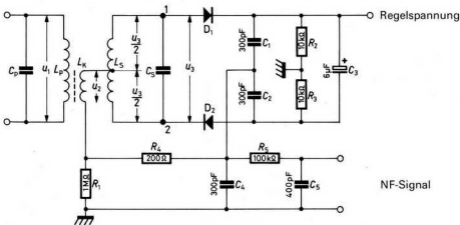


Bild 284

Der Ratiodektor erfüllt drei Aufgaben: Begrenzungen, Umwandlung des FM-Signals in ein AM-Signal und Demodulation des AM-Signals. Die **Begrenzerwirkung** des Diskriminators soll anhand eines Schemauszuges nach Bild 285 erläutert werden.

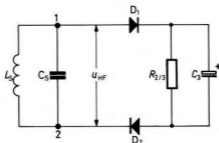


Bild 285

Zwischen den Punkten 1 und 2 liegt die HF-Spannung. Da die Gleichrichterdioden in Serie geschaltet sind, erfolgt eine Gleichrichtung. Am Widerstand $R_{2/3}$ baut sich eine Gleichspannung auf. Parallel zu diesem Widerstand liegt in Form eines Elektrolytkondensators die grosse Kapazität C_3 . Die Zeitkonstante dieses Gliedes ist grösser als 0,1 s. Dank der grossen Kapazität von C_3 kann sich an ihm weder eine HF- noch eine NF-Spannung aufbauen, an seinen Klemmen liegt eine reine Gleichspannung. Für HF- oder NF-Spannungen stellt er praktisch einen Kurzschluss dar. Das bedeutet, dass die beiden Gleichrichterdioden als Serienschaltung parallel zum Schwingkreis liegen. Wir wissen, dass der Innenwiderstand einer Diode stark vom Arbeitspunkt und somit von der Assteuerung abhängig ist. Je kleiner die Wechselfspannung an der Diode ist, desto höher ist ihr Innenwiderstand. Die in Serie geschalteten Innenwiderstände der Dioden bedämpfen den Sekundärkreis des Filters, da der Kondensator C_3 für die Hochfrequenz praktisch einen Kurzschluss bedeutet. Je grösser die angelegte Hochfrequenzspannung wird, desto stärker wird das Bandfilter bedämpft, was zur Folge hat, dass die Verstärkung zurückgeht. Bei kleiner Eingangsspannung ist die Dämpfung unbedeutend, da dann der grosse Diodeninnenwiderstand nur eine geringe Filterdämpfung verursacht. Durch diese von der Signalgrösse abhängigen Dämpfung wird das Hochfrequenzsignal begrenzt. Noch vorhandene Anteile von Amplitudenmodulation oder Störspannungen werden durch die Begrenzerwirkung des Diskriminators weitgehend unterdrückt. Zusammenfassend ergibt sich:

U_{HF} klein $\rightarrow R_D$ gross \rightarrow kleine Schwingkreisbedämpfung
 U_{HF} gross $\rightarrow R_D$ klein \rightarrow grosse Schwingkreisbedämpfung

Die **Umwandlung des FM-Signals in ein AM-Signal** erfolgt nach dem gleichen Prinzip wie beim Phasendiskriminator. Die Spannung U_2 wird jedoch über eine zusätzliche Kopplungsspule L_k gewonnen. Diese Spule ist sehr eng mit dem Primärkreis gekoppelt. In ihr wird deshalb eine Spannung induziert, die mit der Primärspannung in Phase ist. Bild 286 zeigt das Vektordiagramm der Schaltung.

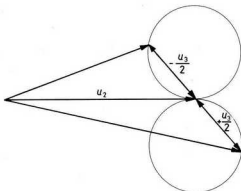


Bild 286

Die eigentliche Demodulation erfolgt in einer Brückenschaltung. Bild 287 zeigt den Aufbau der Brücke.

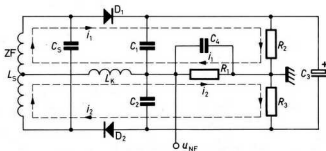


Bild 287

Durch die Serieschaltung der Dioden fließen die Ströme i_1 und i_2 im Widerstand R_1 **gegeneinander**. Wenn beide Ströme gleich gross sind, was im Resonanzfall eintritt, dann heben sich die Spannungsabfälle an R_1 auf; am Punkt NF ist keine Spannung messbar. Sobald die beiden Ströme jedoch unterschiedliche Stärken aufweisen, verursacht der Differenzstrom an R_1 einen Spannungsabfall. Dieser Spannungsabfall folgt in bezug auf Polarität und Stärke dem Modulationssignal. Das heisst: An R_1 kann das Modulationssignal abgenommen werden. Das Glied R_5 - C_5 wirkt als **De-Emphasis**, das heisst, es senkt die hohen Frequenzen ab. Diese Abschwächung der hohen Frequenzen ist notwendig, da diese im Sender künstlich angehoben wurden. Der senderseitige Vorgang wird **Pre-Emphasis** genannt. Diese Korrektur der Frequenzkurve ist erforderlich, da Störgeräusche hauptsächlich im oberen Frequenzbereich auftreten. Wird nun das Nutzsignal verstärkt, so können Störfrequenzen weniger in Erscheinung treten, die Übertragungsqualität wird besser.

Dank seiner Vorteile ist der Ratiodetektor der in Empfängern am meisten verwendete FM-Demodulator. Er weist gegenüber dem Phasendiskriminator einen einzigen Nachteil auf: sein NF-Signal ist bedeutend schwächer, was eine grössere Verstärkung niederfrequenzseitig notwendig macht.

4. Messungen an Demodulatoren

a. Messungen an AM-Demodulatoren

Für alle Messungen an Demodulatoren benötigen wir ein Röhrenvoltmeter oder noch besser einen Oszillografen. Zur Signaleinspeisung dient ein Messsender, der amplituden- und frequenzmodulierte Signale abgeben kann.

Ein AM-Demodulator kann auf einfache Weise überprüft werden, indem man mit dem Röhrenvoltmeter die Richtspannung am Belastungswiderstand misst. Im Demodulator nach Bild 256 erfolgt diese Messung zwischen dem Punkt c und der Masse, in der Schaltung nach Bild 257 zwischen dem Punkt a und der Masse. Das demodulierte Signal wird am einfachsten am Demodulatorausgang mit dem Oszillografen sichtbar gemacht.

b. Messungen an Demodulatoren für Einseitenbandsignale

Der Gegentaktmodulator nach Bild 261 lässt sich dynamisch überprüfen, indem man auf dem Oszillografen das Ausgangssignal sichtbar macht. Wird ein Fehler im Modulator vermutet, so müssen die Dioden und die Wicklungen mit dem Ohmmeter nachgemessen werden. Dabei ist zu beachten, dass eine Diode und der Trägeroszillator einseitig abzulöten sind.

c. Messungen am Demodulator für tonlose Telegrafiesignale

Der Demodulator nach Bild 265 wird nach dem gleichen Verfahren überprüft wie der AM-Demodulator. Durch Verändern der Frequenz des HF-Signals lässt sich die Tonhöhe des NF-Signals am Demodulatorausgang verändern.

d. Messungen am Demodulator für frequenzmodulierte Signale

Die beste Kontrolle eines jeden FM-Demodulators ist die Aufnahme der Demodulatorkennlinie nach Bild 282 (bzw. 283). Eine einfache dynamische Überprüfung der Funktionsweise ist die Messung des NF-Ausgangssignales. Bei Störungen im Demodulator müssen vorerst alle Komponenten mit dem Ohmmeter geprüft werden.

5. Das Wesentliche

Bei der Amplitudenmodulation wird die Amplitude der Trägerschwingung im zeitlichen Rhythmus des Modulationssignals verändert.

Die Amplitudenmodulation ist identisch mit der Mischung. Bei jeder Amplitudenmodulation entstehen ein Träger und symmetrische Seitenbänder. Der Modulationsgrad gibt die Tiefe der Amplitudenmodulation an.

Bei einem hundertprozentig modulierten Signal entfallen auf den Träger zwei Drittel und auf jedes Seitenband ein Sechstel der Senderleistung.

Die Demodulation eines AM-Signals erfolgt durch einfache Gleichrichtung in einer Diode. Die Zeitkonstante des Arbeitswiderstandes und des Ladekondensators ist dabei so bemessen, dass diese gross für die Hochfrequenz und klein gegenüber der höchsten zu übertragenden Modulationsfrequenz ist.

Es wird unterschieden zwischen Seriedemodulation und Paralleldemodulation. Die Einseitenbandmodulation ist eine Amplitudenmodulation, bei welcher nur ein Seitenband ausgestrahlt wird. Der Träger und das andere Seitenband werden im Sender unterdrückt.

Da sich bei der Einseitenbandmodulation die gesamte Sendeenergie auf ein einziges Seitenband konzentriert, steigt der Wirkungsgrad gegenüber einem amplitudenmodulierten Sender um den Faktor Sechs. Einseitenbandsender benötigen zudem nur die halbe Bandbreite, wodurch empfängerseitig das Signal zu Störungsverhältnis besser wird.

Einseitenbandempfänger müssen sehr frequenzstabil sein, da schon die kleinste Frequenzabweichung untragbare Modulationsverzerrungen verursacht.

Zur Demodulation eines Einseitenbandsignals muss im Empfänger der unterdrückte Träger wieder zugesetzt werden. Dies kann grundsätzlich in jeder Mischstufe geschehen. Meistens wird zu dieser Mischung jedoch ein Ring- oder Gegentaktmodulator verwendet. Am Ausgang dieses Modulators tritt das NF-Signal und die Summe von NF-Signal und Trägersignal auf. Das NF-Signal wird weiterverarbeitet, während das Summensignal in einem Tiefpass unterdrückt wird. Bei der tonlosen Telegrafie wird der Träger im Rhythmus der Morse- oder Fernschreiberzeichen getastet.

Um ein tonloses Telegrafiezeichen hörbar zu machen, muss dieses im Demodulator mit einem Signal gemischt werden, dessen Frequenz um den Betrag der erwünschten Niederfrequenz vom empfangenen Signal abweicht. Zur Demodulation eignet sich jede Mischstufe.

Bei der Frequenzmodulation wird die Frequenz des Trägers symmetrisch im

Rhythmus der Modulationsfrequenz verändert. Je grösser die Amplitude der Modulationsfrequenz ist, desto grösser wird die Frequenzänderung des Trägers. Der Frequenzhub ist die der jeweiligen Modulationsspannung symmetrische Frequenzänderung zur Trägerfrequenz.

Der Modulationsindex ist das Verhältnis des Frequenzhubes zur höchsten Modulationsfrequenz. Der Modulationsindex bezeichnet die Qualität der Modulation. Bei Modulation mit Sprache oder Musik schwankt sein Wert dauernd.

Das frequenzmodulierte Signal besteht aus einer Vielzahl von Seitenbändern. Da alle Seitenbänder, deren Amplituden grösser als ein Prozent des unmodulierten Trägers sind, übertragen werden müssen, ist die erforderliche Empfängerbandbreite grösser als der Sendehub. Werden diese Seitenbänder empfängerseitig nicht erfasst, so sinkt die Übertragungsqualität ab.

Bei der Phasenmodulation wird die Phase des modulierten Trägers durch das Modulationssignal verändert.

Frequenzmodulation und Phasenmodulation bedingen sich gegenseitig. Frequenzmodulation ist dabei nur ein Sonderfall der Phasenmodulation, der dann vorliegt, wenn bei gleichbleibender Amplitude des Modulationssignals der Frequenzhub für alle Modulationsfrequenzen derselbe bleibt.

Die Demodulation frequenzmodulierter Signale erfolgt immer in zwei Schritten: das frequenzmodulierte Signal wird in eine amplitudenmodulierte Schwingung umgewandelt und anschliessend gleichgerichtet.

Wir kennen drei gebräuchliche FM-Demodulatoren. Beim Gegentaktdiskriminator arbeitet man mit einem Bandfilter, das zwei gegen die Resonanzfrequenz entgegengesetzte verstimmte Sekundärkreise aufweist. Die Spannung jedes Sekundärkreises wird gleichgerichtet. Die gleichgerichteten Spannungen werden mit entgegengesetzter Polarität in Serie geschaltet. Im Resonanzfall sind beide Spannungen gleich gross; sie heben sich gegenseitig auf, die Ausgangsspannung wird Null. Sobald der Diskriminator mit einem Signal gespeist wird, dessen Frequenz von der Resonanzfrequenz abweicht, werden die gleichgerichteten Spannungen unterschiedlich gross. Die Differenzspannung tritt am Ausgang auf. Diese Differenzspannung folgt in der Polarität und in der Frequenz dem Modulationssignal.

Der Phasendiskriminator macht sich die Tatsache zunutze, dass beim unterkritisch gekoppelten Bandfilter die Sekundärspannung zur Primärspannung im Resonanzfall eine Phasenverschiebung von 90° aufweist, und dass sich diese Phasenverschiebung ändert, sobald die Signalfrequenz von der Resonanzfrequenz abweicht. Die Gleichrichter werden von zwei in Serie geschalteten Spannungen gespeist; eine induktiv eingekoppelte Spannung, deren Phasenlage frequenzabhängig ist und eine kapazitiv eingekoppelte Spannung, deren Phasenlage frequenzunabhängig ist. Dank dem symmetrischen Aufbau der Schaltung heben sich die gleichgerichteten Spannungen für den Resonanzfall auf. Sobald von der Resonanzfrequenz abgewichen wird, erhält die eine Diode dank der entstehenden Phasenabweichung eine grössere und die andere eine kleinere Spannung. Die Differenzspannung erscheint wiederum als Ausgangssignal des Diskriminators.

Der Verhältnisdiskriminator oder Ratiodetektor arbeitet ähnlich wie der Phasendiskriminator. Die Umwandlung des frequenzmodulierten Signals in ein amplitudenmoduliertes erfolgt ebenfalls über ein Bandfilter, wo man sich die auftretenden Phasenverhältnisse zunutze macht. Die Gleichrichtung geschieht jedoch mit einer Brückenschaltung, wobei die Dioden in Serie geschaltet sind. Die Diodeninnenwiderstände wirken dabei dämpfend auf den Sekundärkreis des Bandfilters, wobei eine Begrenzung auftritt, da der Diodeninnenwiderstand von der Grösse des angelegten Signals abhängt. Der Ratiodetektor wirkt gleichzeitig als Begrenzer, dafür ist die Ausgangsspannung kleiner als beim Phasendiskriminator.

Zur messtechnischen Erfassung der Diskriminatoren wird am besten die Diskriminatorkennlinie aufgenommen. Verläuft diese sauber S-förmig, dann arbeitet der Demodulator einwandfrei.

AM-Demodulatoren werden überprüft, indem man das Ausgangssignal auf dem Oszillografen sichtbar macht. Das richtige Funktionieren kann auch durch Messung der Richtspannung, die bei der Gleichrichtung am Arbeitswiderstand entsteht, nachkontrolliert werden. Bei Defekten in Demodulatoren sind die Einzelteile mit dem Ohmmeter zu prüfen.

7. Repetitionsaufgaben (Lösung Seite 485)

- a) Welches ist der Unterschied zwischen Amplitudenmodulation und Mischung?
- b) Was verstehen Sie unter dem Ausdruck «Modulationsgrad»?
- c) Zeichnen Sie massstäblich richtig das Spektrum eines amplitudenmodulierten Signals mit den folgenden Daten:
Trägerfrequenz: 100 kHz, Modulationsfrequenz: 5 kHz, Modulationsgrad: 100%
- d) Wie gross ist der prozentuale Leistungsanteil des Trägers der Aufgabe c?
- e) Nach welchem Prinzip erfolgt die Demodulation eines amplitudenmodulierten Signals?
- f) Zeichnen Sie einen Demodulator für AM-Signale.
- g) Was verstehen Sie unter dem Ausdruck «Einseitenbandmodulation»?
- h) Nennen Sie die drei Vorteile der Einseitenbandmodulation.
- i) Wie wird bei der Einseitenbandmodulation der Träger unterdrückt?
- k) Nach welchem Prinzip werden Einseitenbandsignale demoduliert?
- l) Welche Schaltungen werden meistens für die Demodulation von Einseitenbandsignalen verwendet?
- m) Welche Forderungen müssen an einen Einseitenbandempfänger gestellt werden?
- n) Was verstehen Sie unter der Modulationsart «Tonlose Telegrafie»?
- o) Wie wird ein tonloses Telegrafiesignal demoduliert?
- p) Kann die Tonhöhe des demodulierten A1-Signals frei gewählt werden?
- q) Wie äussert sich eine Zunahme der Amplitude des Modulationssignals einer frequenzmodulierten Sendung?
- r) Was verstehen Sie unter dem Ausdruck «Frequenzhub»?
- s) Definieren Sie den Begriff «Modulationsindex».
- t) Warum muss bei der Frequenzmodulation die Empfängerbandbreite grösser gewählt werden als der senderseitige Frequenzhub?
- u) Erklären Sie den Unterschied zwischen Frequenzmodulation und Phasenmodulation.

- v) Welche Vorteile bringt die Phasenmodulation gegenüber der Frequenzmodulation?
- w) Jeder Demodulator für frequenzmodulierte Signale vollzieht die Demodulation in zwei Stufen. Erklären Sie diese.
- x) Wie ist die Phasenlage zwischen Primärspannung und Sekundärspannung im unterkritisch gekoppelten Bandfilter für den Resonanzfall?
- y) Wie wird beim Phasendiskriminator die Umwandlung des frequenzmodulierten Signals in ein amplitudenmoduliertes vorgenommen?
- z) Welches ist der Unterschied zwischen dem Phasendiskriminator und dem Ratiidetektor?
- aa) Welches ist der Vorteil des Ratiidetektors gegenüber dem Phasendiskriminator?
- ab) Welchen Nachteil weist der Verhältnisdiskriminator gegenüber dem Phasendiskriminator auf?
- ac) Wie erfolgt die Begrenzung des Eingangssignals im Ratiidetektor?
- ad) Die Funktionskontrolle eines Empfängers hat ergeben, dass der Demodulator nach Bild 256 nicht funktioniert. Das amplitudenmodulierte HF-Signal gelangt zum Eingang a-b. Am Ausgang d ist kein Signal messbar. Wie gehen Sie vor?
- ae) Die Richtspannung über dem Widerstand R ist nicht vorhanden. Wie lautet Ihre Diagnose?
- af) Die Funktionskontrolle eines Telegrafieempfängers deutet auf einen Defekt im A1-Demodulator hin. Dieser ist nach Bild 265 geschaltet. Im Lautsprecher verschwindet das Empfängerrauschen im Rhythmus der empfangenen Telegrafiesignale. Am Eingang des Demodulators ist das HF-Signal vorhanden. Wie lautet Ihre Diagnose?
- ag) Sie vermuten aufgrund der Funktionskontrolle eines FM-Empfängers einen Fehler im Demodulator, welcher nach Bild 279 aufgebaut ist. Sie wollen die Diskriminatorkurve aufnehmen. Beschreiben Sie den Messvorgang.
- ah) Was verstehen Sie unter dem Begriff «De-Emphasis»?
- ai) Welche Bauteile im Ratiidetektor nach Bild 284 dienen der De-Emphasis?

IX. Begrenzer

1. Einführung

Hochfrequenzbegrenzer sind nur in FM-Empfängern oder in Geräten für den Empfang von frequenzschubgetasteten Signalen anzutreffen. Da bei einer frequenzmodulierten Sendung die Information in der Frequenz und nicht in der Amplitude liegt, kann letztere beschnitten werden. Der Begrenzer hat den Zweck, die Amplitude des empfangenen Signals auf einen konstanten Wert zu begrenzen. Da Empfangsstörungen, die durch elektrische Apparate, Zündanlagen von Motorfahrzeugen oder atmosphärische Einflüsse verursacht werden, Amplitudenstörungen sind, lassen sich diese in einem Begrenzer beschneiden. Dank dieser Massnahme wird die Wiedergabequalität erheblich verbessert. Ein kurzzeitig auftretender Schwund des Empfangssignals wird durch den Begrenzer – genügende Reserve vorausgesetzt – verzögerungsfrei ausgeregelt. Da der Einsatz des Begrenzers für die Qualität des Empfängers massgebend ist, wird die Verstärkung vor dem Begrenzer möglichst gross gemacht.

Der Begrenzer mit Röhren oder Transistoren ist im Prinzip ein übersteuerter Verstärker. Die Begrenzerwirkung kommt dank der Nichtlinearität der Verstärkerkennlinie zustande. In transistorisierten Geräten ist der Diodenbegrenzer oft anzutreffen. Es handelt sich dabei lediglich um ein Beschneiden des Signals.

Wir haben gesehen, dass der Ratiotektor keinen Begrenzer erfordert, da die Begrenzerwirkung im Demodulator selber zustande kommt.

Der Begrenzer verhilft bereits bei kleinen Eingangssignalen zu einem störungsfreien Empfang. Er unterdrückt alle Anteile von Amplitudenmodulation, auch solche, die im Empfänger selber erzeugt wird. Störsender werden unterdrückt, wenn der Nutzsender etwa mindestens fünfmal stärker einfällt.

2. Was wissen Sie schon über den Begrenzer? (Lösung Seite 489)

- Erklären Sie, warum eine Diode als Begrenzer wirken kann.
- Kann jeder Röhren- oder Transistorverstärker als Begrenzer wirken?
- Weshalb lässt sich ein Begrenzer für amplitudenmodulierte Signale nicht verwenden?
- Warum kann die Aufgabe des Begrenzers nicht durch einen geregelten HF-Verstärker übernommen werden?
- Nennen Sie einen FM-Demodulator, der zugleich als Begrenzer wirkt.
- Lassen sich mit einem Begrenzer alle AM-Störungen unterdrücken?

3. Der Begrenzer

a. Definition

Ein Begrenzer ist eine Einrichtung, die Wechsellspannungssignale ab einer bestimmten Amplitude begrenzt. Man unterscheidet zwischen Begrenzern, die nur begrenzen, und solchen, die gleichzeitig noch verstärken.

b. Funktionsprinzip

Bild 288 zeigt eine Messschaltung zur Aufnahme der Begrenzerkennlinie. Die gezeichnete Charakteristik entspricht einem idealen Begrenzer.

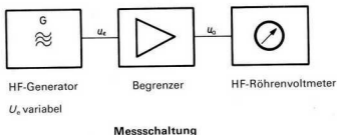
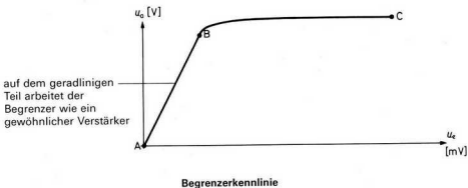


Bild 288

Im Kennlinienbereich zwischen den Punkten A und B arbeitet die Schaltung wie ein gewöhnlicher Verstärker. Im Bereich von B bis C begrenzt die Stufe. Eine Erhöhung der Eingangsspannung hat keinen Einfluss mehr auf die Amplitude des Ausgangssignals. Der Begrenzer muss so dimensioniert werden, dass eine Schwankung des Eingangssignals im Verhältnis 3:1 keine merkliche Änderung des Ausgangsspannungspegels verursacht.

Unterdrückte Amplitudenstörungen bewirken dennoch eine leichte Empfangsstörung, da sie trotz der Begrenzung eine Phasenstörung verursachen. Bild 289 erklärt die Zusammenhänge.

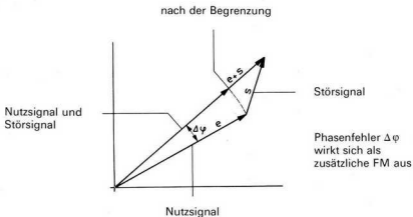


Bild 289

Zum Nutzsignal e wird das Störsignal s addiert. Dieses Störsignal verursacht eine Amplitudenstörung, da die Gesamtamplitude nun dem Vektor $e+s$ entspricht. Der Vektor $e+s$ weicht um den Phasenfehler $\Delta\varphi$ von der ursprünglichen Phase des Signals ab. Auch nach der Begrenzung bleibt der Phasenfehler bestehen, obschon die Amplitude des Signals auf den ursprünglichen Wert beschnitten wurde. Da sich der Phasenfehler als zusätzliche Frequenzmodulation auswirkt, wird die Störung – wenn auch stark abgeschwächt – im Lautsprecher als Störgeräusch hörbar.

Im folgenden Abschnitt wollen wir uns mit den wichtigsten Begrenzertypen befassen.

ba. Der Diodenbegrenzer

Bild 290 zeigt die Prinzipschaltung und die Wirkungsweise eines Diodenbegrenzers. Zwischen die Signalquelle und den Verbraucher werden zwei in Sperrichtung vorgespannte Dioden antiparallel geschaltet. Sobald das angelegte Signal mit seinem Spitzenwert die Vorspannung und den Schwellwert der Dioden überschreitet, werden die Dioden leitend. Dadurch werden sie sehr niederohmig und beschneiden damit das Signal. Die Drossel D_r schliesst den Gleichstrompfad.

In der Praxis werden die Dioden oft nicht vorgespannt, da der Schwellwert bei Siliziumdioden bei ungefähr 0,5 V liegt. Das bedeutet, dass ein Diodenbegrenzer mit Siliziumdioden Signale, die grösser sind als der Schwellwert, begrenzt; Signale, die unter dem Schwellwert liegen, werden nicht beeinflusst.

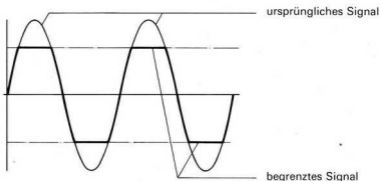
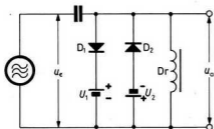


Bild 290

bb. Begrenzer mit Pentoden

Der Pentodenbegrenzer ist grundsätzlich ein übersteuerter Verstärker. Der Arbeitspunkt der Röhre wird so geschaltet, dass diese bereits bei kleinen Eingangssignalen übersteuert wird; Bild 291 zeigt, wie die Uebersteuerung der Röhre zustande kommt. Der Verstärker arbeitet im A-Betrieb. Das zu begrenzende Si-

Signal ist grösser als der Aussteuerbereich der Röhre. Dadurch wird das Signal symmetrisch begrenzt, indem die negative Halbwelle über den Cut-off-Punkt der Röhre hinausreicht und die positive Halbwelle mit ihrer Spitze in das Gitterstromgebiet zu liegen kommt.

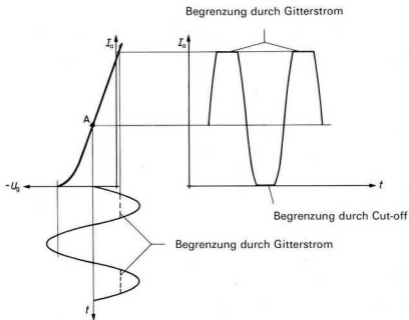


Bild 291

Der durch die Begrenzung stark verzerrte Anodenstrom enthält Oberwellen. Diese Oberwellen werden im Anodenschwingkreis der Stufe unterdrückt, indem sie kurzgeschlossen werden. Uns interessiert lediglich die Grundwelle. Der Grundwellenanteil hängt stark von der Kurvenform des Anodenstromes ab. Je steiler die Flanken sind, desto kräftiger ist die Grundwelle vertreten. Damit diese immer etwa gleich gross bleibt, muss dafür gesorgt werden, dass sich bei verschiedenen grossen Eingangssignalen die Kurvenform des Anodenstromes nicht zu stark ändert. Wir wollen die Schaltung nach Bild 292 näher betrachten.

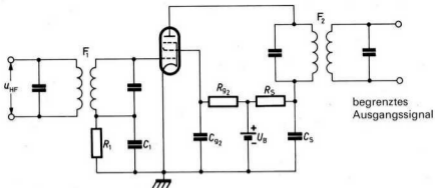


Bild 292

Die Gittervorspannung wird im RC-Glied R_1 - C_1 durch den Gitterstrom erzeugt. Je grösser das Eingangssignal ausfällt, desto negativer wird die Gittervorspannung. Die dadurch hervorgerufene Verschiebung des Arbeitspunktes bewirkt, dass die Kurvenform des Anodenwechselstromes einigermaßen erhalten bleibt, womit der gleichmässige Anteil der Grundwelle gewährleistet ist. Die Zeitkonstante dieses RC-Gliedes ist so gewählt, dass diese gross ist gegenüber der Hochfrequenz, jedoch nicht grösser als ein Viertel der Periodendauer des höchsten zu übertragenden Niederfrequenzsignals. In der Praxis sind Werte von ca $15 \mu\text{s}$ üblich. Der Schirmgittervorwiderstand R_{g2} ist so dimensioniert, dass nur eine kleine Schirmgitterspannung an der Röhre liegt. Der Siebwiderstand R_s weist auch höhere Werte auf als in einer normalen Verstärkerschaltung, wodurch die Anodenspannung ebenfalls recht niedrig gehalten wird. Kleine Anoden- und Schirmgitterspannungen engen den Aussteuerbereich der Stufe stark ein. Die Röhre wird bereits bei kleinen Eingangssignalen übersteuert.

bc. Begrenzer mit Transistoren

Auch der transistorisierte Begrenzer ist eine übersteuerte Verstärkerstufe. Da jedoch seine Begrenzerwirkung weniger ausgeprägt ist als diejenige des Pentodenbegrenzers, wird er meistens mit einem Diodenbegrenzer kombiniert. Bild 293 zeigt ein Schaltungsbeispiel.

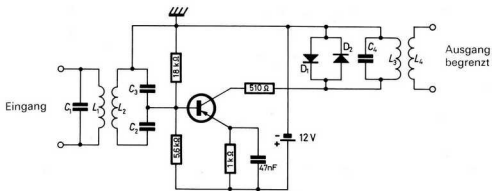


Bild 293

Abgesehen vom Diodenbegrenzer, bestehend aus den Dioden D_1 und D_2 , unterscheidet sich dieser Begrenzer nicht von einer gewöhnlichen HF-Verstärkerstufe. Der Widerstand in der Kollektorleitung von 510Ω dient zur Herabsetzung des schädlichen Einflusses der spannungsabhängigen Basis-Kollektorkapazität, deren Wert von der Basis-Kollektorspannung abhängt. Bei grosser Aussteuerung der Stufe wird nun die Kollektorwechselspannung am Schwingkreis L_3 - C_4 beträchtlich hoch, was zur Folge hat, dass die Basis-Kollektorkapazität im Rhythmus der Kollektorwechselspannung schwankt und somit den Kollektorschwingkreis beeinflusst. Der Kollektorwiderstand vermindert diese unerwünschte Beeinflussung des Ausgangskreises. Dieser Dämpfungswiderstand ist nicht nur in Begrenzerstufen anzutreffen. Er wird in allen HF-Verstärkerstufen vorgesehen, wo die Kollektorwechselspannung einen gewissen Pegel erreicht.

Das Eingangssignal wird so gross gewählt, dass die Stufe übersteuert wird, wobei ähnlich wie bei der Röhre eine Begrenzerwirkung auftritt.

4. Messungen an Begrenzerstufen

a. Röhrenbegrenzer

Die statische Überprüfung des Röhrenbegrenzers unterscheidet sich nicht von derjenigen einer röhrenbestückten HF-Verstärkerstufe. Es werden mit einem

hochohmigen Voltmeter alle Gleichspannungen und wo notwendig die Gleichströme überprüft. Die möglichen Kontrollmessungen zur dynamischen Überprüfung sollen anhand des Schaltungsbeispiels nach Bild 294 besprochen werden.

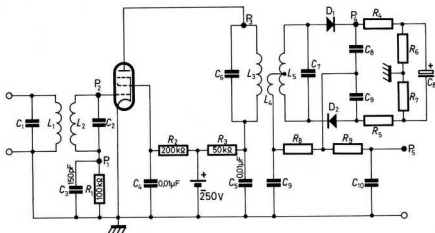


Bild 294

Die Begrenzerkennlinie vermittelt uns ein Bild über das richtige Funktionieren der Stufe. Zur Kennlinienaufnahme schliessen wir einen HF-Generator an den HF-Eingang des Begrenzers. Das Ausgangssignal lässt sich mit einem Gleichspannungsröhrenvoltmeter leicht an Punkt P₄ des Ratiodektors messen, da die an P₄ liegende Gleichspannung der HF-Ausgangsspannung des Begrenzers proportional ist. Das Eingangssignal wird von Null an in kleinen Schritten erhöht und das dazugehörige Ausgangssignal in einer Kurve nach Bild 295 aufgezeichnet. Verläuft die erhaltene Kurve nach Bild 295, so arbeitet der Begrenzer einwandfrei. Wird in der Stufe dagegen ein Defekt vermutet, so bieten sich einige Messpunkte an. Mit einem Gleichspannungsröhrenvoltmeter oder mit einem sehr hochohmigen Instrument lässt sich an Punkt P₁ die Gittervorspannung nachweisen. Da diese durch den Gitterstrom verursacht wird, tritt nur eine Spannung auf, wenn ein entsprechendes Eingangssignal vorhanden ist. Steigt die Spannung an P₁ an, sobald das Eingangssignal erhöht wird, dann darf angenommen werden, dass der Gitterkreis normal funktioniert. An Punkt P₂ lässt sich mit einem Hochfrequenzröhrenvoltmeter überprüfen, ob die Eingangsspannung an das Steuergitter gelangt. Mit demselben Instrument wird das Ausgangssignal an Punkt P₃ überprüft.

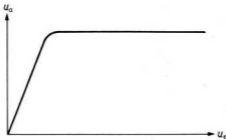


Bild 295

Am Messpunkt P_4 messen wir eine Gleichspannung, die dem Ausgangssignal des Begrenzers proportional ist. Am Diskriminatorausgang P_5 kann mit einem Röhrenvoltmeter oder mit dem Katodenstrahloszillografen das Niederfrequenzsignal nachgewiesen werden.

b. Transistorbegrenzer

Was über die statische Überprüfung des Röhrenbegrenzers gesagt wurde, gilt auch für den Transistorbegrenzer. Bild 296 zeigt einen Transistorbegrenzer kombiniert mit Diodenbegrenzer wie er in einem industriell gefertigten Gerät eingesetzt wurde. Wir wollen an diesem Beispiel untersuchen, wie sich die Schaltung dynamisch überprüfen lässt. Zur Aufnahme der Begrenzerkennlinie schliessen wir den HF-Generator an den HF-Eingang des Begrenzers. Die Ausgangsspannung kann gleichstrommässig mit dem Röhrenvoltmeter an Punkt P_6 gemessen werden, da die Regelspannung der Ausgangsspannung des Transistors T_2 proportional ist. Zieht man die direkte Messung der HF-Spannung vor, so kann diese am Punkt P_4 mit einem HF-Röhrenvoltmeter oder mit einem HF-Katodenstrahloszillografen überprüft werden.

Soll der Begrenzer schrittweise überprüft werden, weil vermutet wird, dass er einen Defekt aufweist, so lässt sich an Punkt P_1 mit dem HF-Röhrenvoltmeter nachweisen, ob die Eingangsspannung bis zur Basis gelangt. Die verstärkte und begrenzte Spannung wird mit dem HF-Röhrenvoltmeter an den Punkten P_3 und P_2 gemessen. Das demodulierte Ausgangssignal wird an Punkt P_5 im Oszillografen sichtbar gemacht oder mit dem Röhrenvoltmeter nachgewiesen.

Der Ratiodektor dieser Industrieschaltung weicht etwas von der Normalschaltung ab. Die Begrenzerwirkung des Demodulators lässt sich mit dem Trimmwiderstand R_{10} einstellen. R_9 dient der Symmetrierung der Schaltung, da der Diskriminator einseitig geerdet ist.

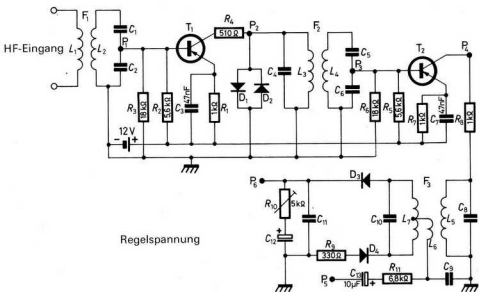


Bild 296

c. Fehlereingrenzung am Röhrenbegrenzer

Die Funktionskontrolle eines FM-Empfängers hat ergeben, dass der Begrenzer nach Bild 294 nicht arbeitet. Das HF-Signal ist am HF-Eingang vorhanden, an P_4 lässt sich jedoch keine Regelspannung messen. Die statische Überprüfung der Stufe deutet auf einen Defekt hin, alle Gleichspannungen und Gleichströme sind innerhalb der Toleranzen vorhanden. An P_2 ist das HF-Signal messbar, der durch das Eingangssignal verursachte Gitterstrom lässt sich über den Spannungsabfall an P_1 nachweisen. Die Spannung an P_1 steigt an, sobald das Eingangssignal erhöht wird, was auf ein einwandfreies Funktionieren des Eingangs- und Gitterkreises hinweist. An P_3 ist das verstärkte Signal noch messbar, der Pegel ist jedoch zu klein. Die Stufe begrenzt einwandfrei, doch erreicht die Anodenwechselspannung ihren Sollwert nicht. Wir messen mit dem HF-Röhrenvoltmeter die Spannung über L_5 und stellen fest, dass kein Signal vorhanden ist. Eine Kontrolle des Kondensators C_7 ergibt, dass dieser einen Kurzschluss aufweist.

d. Fehlereingrenzung am Transistorbegrenzer

Die Funktionskontrolle des Empfängers mit dem Begrenzer nach Bild 296 deutet auf einen Defekt im Begrenzer hin. Das HF-Signal gelangt bis zum HF-Eingang, an P_5 ist jedoch kein NF-Signal messbar. Die statische Überprüfung der Stufen verlief ergebnislos, alle Gleichspannungswerte stimmen mit den Sollwerten

überein. Das Eingangssignal lässt sich an P_1 noch nachweisen. Bereits an P_2 tritt keine Signalspannung mehr auf. Der Fehler muss mit grosser Wahrscheinlichkeit im Filter F_2 oder im Diodenpaar $D_1 D_2$ liegen. Da wir die Möglichkeit eines Defektes in den Dioden als wahrscheinlicher betrachten als einen Fehler im Filter, untersuchen wir zuerst die Begrenzerdioden. Wir trennen beide Dioden vom Erdschluss ab und messen sie mit dem Ohmmeter durch. Dabei stellen wir fest, dass die Diode D_2 einen Kurzschluss aufweist.

Wir sehen, die Fehlersuche in Begrenzerstufen unterscheidet sich nicht von der Fehlersuche in HF-Stufen. Wir überprüfen zuerst die statischen Werte und schreiten dann zur dynamischen Überprüfung, indem wir ein Signal einspeisen und dieses dann von Stufe zu Stufe mit dem Röhrenvoltmeter oder dem Oszillografen verfolgen.

5. Das Wesentliche

Der Begrenzer hat die Aufgabe, Wechselspannungssignale auf einen bestimmten Pegel zu begrenzen. Ein aktiver Begrenzer, der zugleich noch verstärkt, muss so dimensioniert sein, dass eine Schwankung des Eingangssignals im Verhältnis von 3:1 keine merkliche Änderung des Ausgangspegels verursacht.

Jede Amplitudenstörung verursacht trotz der Begrenzung eine Phasenstörung; sie lässt sich nicht vollständig unterdrücken.

Der Diodenbegrenzer beschneidet das Signal, sobald dieses den Schwellwert der Dioden oder die angelegte Vorspannung überschreitet.

Röhrenbegrenzer arbeiten als übersteuerte Verstärker. Sie werden mit kleiner Schirmgitter- und Anodenspannung betrieben, damit die Begrenzerwirkung schon bei kleinen Signalen einsetzt. Ein RC-Glied im Gitterkreis passt die Gittervorspannung dem Eingangssignal an, womit eine gleichmässige Begrenzung aller Signale sichergestellt wird.

Begrenzer mit Transistoren arbeiten ebenfalls nach dem Prinzip des übersteuerten Verstärkers. Die Begrenzerwirkung beim Transistor ist jedoch nicht so ausgeprägt wie diejenige beim Röhrenbegrenzer. Aus diesem Grund werden Transistorbegrenzer oft mit einem Diodenbegrenzer gekoppelt.

Die Messtechnik für die Überprüfung von Begrenzerstufen weicht nicht von derjenigen für HF-Stufen ab. Zur Kontrolle der Begrenzerfunktion einer Stufe wird die Begrenzerkennlinie aufgenommen. Diese gibt Auskunft über das dynamische Verhalten der Schaltung.

6. Repetitionsaufgaben (Lösung Seite 490)

- Welches ist der Zweck des Begrenzers?
- Lassen sich mit dem Begrenzer Amplitudenstörungen vollständig unterdrücken?
- Warum können Dioden als Begrenzerstufen verwendet werden, ohne dass diese eine Vorspannung erhalten?
- Durch welche schaltungstechnische Massnahme wird erreicht, dass ein Pentodenbegrenzer schon bei kleinen Eingangssignalen zu begrenzen beginnt?
- Welche Aufgabe erfüllt das RC-Glied im Gitterkreis eines Pentodenbegrenzers?

- f) In welchen Bauelementen der Begrenzerstufe werden die durch die Begrenzung verursachten Oberwellen unterdrückt?
- g) Warum wird der Transistorbegrenzer meistens mit einem Diodenbegrenzer kombiniert?
- h) Als was wirkt im Prinzip ein Transistorbegrenzer?
- i) Die Funktionskontrolle hat ergeben, dass der Röhrenbegrenzer nach Bild 294 nicht funktioniert. Das Signal ist am HF-Eingang messbar. Am NF-Ausgang P_5 tritt jedoch kein Niederfrequenzsignal auf. Welches ist Ihre erste Massnahme?
- k) Die Überprüfung der statischen Werte führte zu keinem Resultat. Alle Gleichstromwerte stimmen mit den Sollwerten überein. An P_2 ist das Eingangssignal nachweisbar. Die Gleichspannung an P_1 steigt an, sobald das Eingangssignal erhöht wird. An P_3 lässt sich keine Wechselspannung feststellen. Welche Bauteile überprüfen Sie nun?
- l) Aufgrund der Funktionskontrolle vermuten Sie im Transistorbegrenzer nach Bild 296 einen Defekt, da das Eingangssignal am HF-Eingang messbar ist, das NF-Signal am NF-Ausgang jedoch fehlt. Welches ist Ihre erste Massnahme?
- m) Die Kontrolle der Gleichspannungswerte hat ergeben, dass an P_4 keine Kollektorspannung liegt. Welche Bauelemente überprüfen Sie daraufhin?